



UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID

# PROYECTO FINAL DE CARRERA

Estudio del Filtro LCL  
aplicado a Inversores Fotovoltaicos

Autor:

Alberto Villa Manrique

Director:

Dr. Joaquín Eloy-García Carrasco

DEPARTAMENTO DE INGENIERÍA ELÉCTRICA

Leganés, julio de 2011



# PROYECTO FINAL DE CARRERA

## **Estudio del Filtro LCL aplicado a Inversores Fotovoltaicos**

Autor: Alberto Villa Manrique

Director: Joaquín Eloy-García Carrasco

Firma del tribunal calificador:

Firma

**Presidente:**

**Vocal:**

**Secretario:**

Calificación:

Leganés, de de



# Resumen

La demanda de sistemas de generación de energía eléctrica basados en fuentes de energía renovable, tales como eólica y solar fotovoltaica, ha situado a los convertidores electrónicos de potencia en una posición estratégica. Este interés ha propiciado que se estudien nuevos diseños de filtros para mejorar su conexión a red.

Para poder conectar el convertidor a la red eléctrica es necesario utilizar un filtro de corriente entre la salida del inversor y la red, pues una conexión directa provocaría un cortocircuito. Además, la calidad de la onda depende en gran medida de este elemento, pues es el encargado de atenuar las corrientes armónicas de alta frecuencia. La primera solución fue diseñar filtros de tipo inductivo para reducir las corrientes armónicas y poder conseguir a la salida una señal lo más sinusoidal posible. Sin embargo, en este tipo de filtros, un aumento de filtrado implica un mayor valor de inductancia. Esto supone, además de un aumento del tamaño y coste del filtro, una reducción del margen de trabajo del convertidor.

Para resolver todos estos problemas, una posible solución es aplicar filtros LCL que pretenden conseguir el mismo comportamiento que el filtro inductivo pero con mejores prestaciones, tales como menor tasa de distorsión armónica total en las corrientes de salida (THD, del inglés *Total Harmonic Distorsion*), menor tamaño y peso del filtro, gracias a su mayor capacidad de filtrado y menor caída de tensión en el filtro, al verse reducidos los valores de las inductancias en serie del inversor, lo que permite trabajar con índices de modulación en amplitud menores, mejorando la forma de onda de la corriente. Sin embargo, este tipo de filtros son intrínsecamente inestables por lo que será necesario aplicar técnicas de amortiguamiento.

El principal objetivo de este proyecto es estudiar un convertidor fotovoltaico conectado a red mediante un filtro de tipo LCL. De esta forma, se podrán analizar sus ventajas respecto al filtro de tipo L. Para poder llevar a cabo este estudio, ha sido necesario realizar un análisis de la influencia del filtro sobre las especificaciones del sistema y el control del convertidor. A

partir de ese análisis, se ha desarrollado un programa que permite calcular el filtro en función de los parámetros del sistema y un segundo programa que permite calcular los reguladores de los lazos de control. Una vez conseguido esto, se ha podido simular el sistema y se ha comparado el convertidor con ambos filtros.

Los resultados obtenidos confirman la posibilidad de utilizar un filtro que proporciona un mayor margen de trabajo al convertidor con un peso y coste menores.

Los programas y los modelos de simulación se han obtenido usando la herramienta *Matlab* y *Matlab/Simulink*, respectivamente.

# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación . . . . .	4
1.2. Objetivos . . . . .	4
1.3. Estructura del proyecto . . . . .	5
<b>2. Diseño del filtro</b>	<b>7</b>
2.1. Introducción . . . . .	7
2.2. Topología L . . . . .	8
2.3. Topología LCL . . . . .	10
2.4. Amortiguamiento del filtro LCL . . . . .	12

2.4.1. Función de transferencia . . . . .	12
2.4.2. Comportamiento del filtro amortiguado . . . . .	15
2.5. Límites de funcionamiento del inversor . . . . .	18
2.6. Requisitos y limitaciones del filtro LCL . . . . .	25
2.7. Procedimiento de cálculo del filtro LCL . . . . .	27
<b>3. Modelo dinámico del sistema</b>	<b>31</b>
3.1. Introducción . . . . .	31
3.2. Modelo en ejes $dq$ del convertidor . . . . .	32
<b>4. Diseño del control</b>	<b>37</b>
4.1. Introducción . . . . .	37
4.2. Modulación vectorial . . . . .	39
4.3. Cálculo de los reguladores . . . . .	45
4.3.1. Regulador de corriente . . . . .	45
4.3.2. Regulador de tensión . . . . .	48



<b>5. Simulación</b>	<b>51</b>
5.1. Datos previos a la simulación . . . . .	51
5.2. Estudio del filtro LCL . . . . .	54
5.2.1. Respuesta dinámica . . . . .	57
5.2.2. Rizado . . . . .	61
5.2.3. Índice de modulación . . . . .	64
5.3. Comparación Filtro L con Filtro LCL . . . . .	64
5.3.1. Respuesta dinámica . . . . .	65
5.3.2. Rizado . . . . .	66
5.3.3. Índice de modulación . . . . .	67
<b>6. Conclusiones</b>	<b>71</b>
<b>A. Contenidos del CD-ROM</b>	<b>73</b>



# Índice de tablas

2.1. Distorsión armónica de la corriente. . . . .	25
4.1. Tensiones de salida para los vectores activos. . . . .	40
4.2. Tensiones de salida para los vectores activos en ejes $\alpha\beta$ . . . . .	41
5.1. Puntos de máxima potencia (MPP). . . . .	54
5.2. Producción de reactiva. . . . .	55
5.3. Porcentaje de rizado. . . . .	55
5.4. Componentes del Filtro LCL 1. . . . .	56
5.5. Componentes del Filtro LCL 2. . . . .	56
5.6. Componentes del Filtro LCL 3. . . . .	56

5.7. Índices de modulación a alta y baja carga. . . . .	64
---	----

# Índice de figuras

1.1. Diagrama de bloques del esquema general del convertidor. . . . .	2
2.1. Topología L. . . . .	8
2.2. Diagrama de Bode de un filtro de topología L. . . . .	8
2.3. Circuito monofásico de un filtro L. . . . .	9
2.4. Topología LCL. . . . .	10
2.5. Diagrama de Bode de un filtro de topología LCL. . . . .	10
2.6. Circuito monofásico de un filtro LCL. . . . .	12
2.7. Dependencia de la frecuencia de resonancia con $L_i$ , $L_o$ y $C_f$ . . . . .	15
2.8. Lugar de las Raíces del filtro LCL amortiguado y sin amortiguar. . . . .	17

2.9. Diagrama de Bode del filtro LCL amortiguado y sin amortiguar. . . . .	17
2.10. Curvas características de una instalación solar a 25°C. . . . .	18
2.11. Circuito monofásico equivalente del inversor conectado a red mediante un filtro L. . . . .	19
2.12. Diagrama fasorial del inversor con un filtro L. . . . .	20
2.13. Circuito monofásico equivalente del inversor conectado a red mediante un filtro LCL. . . . .	21
2.14. Diagrama fasorial del inversor con un filtro LCL. . . . .	23
2.15. Efecto del condensador en la intensidad y la tensión. . . . .	24
2.16. Atenuación del rizado. . . . .	29
3.1. Sistema formado por el inversor, el filtro LCL y la red. . . . .	32
3.2. Representación en el plano $\alpha - \beta$ de los fasores del sistema y de los ejes $dq$ . .	35
4.1. Esquema de control. . . . .	38
4.2. Vectores espaciales de un inversor de dos niveles. . . . .	41
4.3. Cálculo de los tiempos y secuencia de aplicación en el SVM. . . . .	44

4.4. Diagrama de bloques del regulador PI. . . . .	45
4.5. Diagrama de bloques del bucle de corriente. . . . .	45
4.6. Diagrama de bloques del bucle de tensión. . . . .	49
5.1. Curvas características de la planta fotovoltaica. . . . .	53
5.2. Respuestas transitorias de los lazos de corriente y tensión. . . . .	57
5.3. Respuesta transitoria del filtro LCL ante escalón de tensión. . . . .	58
5.4. Respuesta transitoria del filtro LCL ante rampa de tensión. . . . .	60
5.5. Intensidad de una de las fases a alta carga ( $1.000 \text{ W/m}^2$ ). . . . .	62
5.6. Intensidad de una de las fases a baja carga ( $200 \text{ W/m}^2$ ). . . . .	63
5.7. Respuesta transitoria del filtro L ante rampa de tensión. . . . .	65
5.8. Rizado Filtro L. . . . .	66
5.9. Índice de modulación para diferentes potencias. . . . .	67
5.10. Índice de modulación para una radiación de $600 \text{ W/m}^2$ y $\cos\delta = 0,95$ capacitivo. . . . .	68
5.11. Índice de modulación para una radiación de $600 \text{ W/m}^2$ y $\cos\delta = 0,8$ capacitivo. . . . .	69

# Capítulo 1

## Introducción

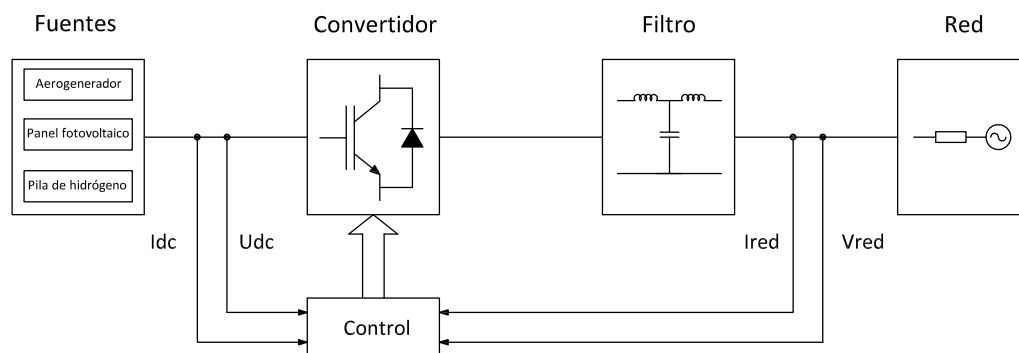
La demanda global de electricidad en el mundo crece a muy alta velocidad y, aunque los países más desarrollados están haciendo especial énfasis en la eficiencia energética para no derrochar energía, el crecimiento de la demanda es mucho más elevado que los ahorros energéticos conseguidos. Por lo tanto, se deben fomentar dos líneas de investigación, a saber, aumentar más aún, si cabe, la eficiencia energética de todos los equipos consumidores, y por otro lado, investigar y aplicar la generación en base a fuentes de energía renovables.

La electrónica de potencia es clave en prácticamente todas las tecnologías de generación con energías alternativas. Actualmente, las más importantes son la energía eólica, la energía solar y la procedente de las pilas de combustible.

La red eléctrica opera a una frecuencia fija (50  $Hz$  en Europa) y con unas tensiones que deberían ser sinusoidales. Sin embargo, estas fuentes de energía renovable generan corriente continua o bien corriente alterna de frecuencia variable y es en todos estos casos donde el uso de la electrónica de potencia se hace imperativo. Por esta razón, los convertidores de



potencia se han consolidado como un elemento fundamental en los sistemas eléctricos, ya que hacen posible la conversión de energía entre la fuente y la red con la mayor eficiencia posible.



**Figura 1.1:** Diagrama de bloques del esquema general del convertidor.

Los principales componentes de un convertidor son:

### Fuente de energía

Como se muestra en el diagrama de bloques de la figura 1.1, los aerogeneradores<sup>1</sup>, los paneles fotovoltaicos y las pilas de combustible son los elementos más usados para captar energía de origen renovable [2], [5].

### Convertidor

La topología más usada es el convertidor de dos niveles, que está formado por 6 interruptores. A medida que se aumenta el número de niveles de tensión, se consigue una menor tasa de distorsión armónica. Esto hace que recientemente se estén diseñando convertidores multinivel.

<sup>1</sup>La corriente alterna de salida del generador eólico se convierte en corriente continua mediante un convertidor electrónico.

## Filtro

Para poder conectar el inversor a la red eléctrica es necesario utilizar un filtro de corriente entre la salida del inversor y la red. Su objetivo es atenuar los armónicos de alta frecuencia y evitar la conexión directa entre el convertidor y la red. La elección de una topología u otra va a influir en el control del sistema, la calidad de la onda, el peso del propio filtro y los costes asociados.

## Red

Un elemento importante de la red es su impedancia. Existen valores que pueden afectar al control del convertidor y es por ello por lo que se tiene en cuenta a la hora de diseñar el filtro.

## Control

La estrategia de control más usada es el control orientado a la tensión (VOC, del inglés *Voltage Oriented Control*), pero otros controles como el control por banda de histéresis (ABH, del inglés *Adaptative Band Hysteresis*) y el control directo de potencia (DPC, del inglés *Direct Power Control*), también son implementados.

En este proyecto se ha estudiado el comportamiento de un convertidor aplicado a una instalación fotovoltaica. Además, se han considerado dos tipos de filtros, L y LCL, como elementos de conexión entre el inversor y una red de 400 V y 50 Hz. Por otro lado, el control utilizado para ambas configuraciones ha sido el control orientado a la tensión.

## 1.1. Motivación

Hasta ahora, los inversores han utilizado filtros de tipo inductivo para reducir las corrientes armónicas de alta frecuencia. El problema que aparece en este tipo de filtros es que es necesario un valor alto de inductancia para conseguir un buen rizado. Esto supone un aumento en el coste y el peso del filtro, así como un aumento en las caídas de tensión producidas entre el inversor y la red.

Una topología para solucionar este tipo de problemas es el filtro de tipo LCL. Con esta topología se logra un mayor filtrado de las corrientes y al mismo tiempo se reduce el tamaño del filtro, en comparación con el filtro puramente inductivo. Esto se debe a que los valores de las inductancias del filtro LCL suelen ser menores que las del filtro L, debido a su mayor orden de filtrado. Por otro lado, este tipo de topologías presentan efectos indeseados de resonancia que generan problemas de estabilidad, por lo que deben llevar resistencias de amortiguamiento para amortiguar su respuesta y así poder estabilizarlos. Esta técnica implica un aumento en las pérdidas del sistema, por lo que se han desarrollado técnicas de control que permiten estabilizar el filtro sin añadir pérdidas.

## 1.2. Objetivos

Este proyecto pretende analizar las ventajas e inconvenientes que presenta el filtro LCL frente al filtro L cuando se conecta a un inversor fotovoltaico. Para ello, se han realizado los siguientes pasos:

1. Descripción de ambas topologías.
2. Requisitos y limitaciones del filtro LCL.

3. Diseño del filtro LCL.
4. Control del inversor conectado a la red a través del filtro L y el filtro LCL.
5. Simulación del convertidor con ambos filtros.
6. Comparación y resultados.

### 1.3. Estructura del proyecto

Este proyecto está estructurado en 6 capítulos:

- **Capítulo 1:** contiene la introducción, la motivación y los objetivos del proyecto.
- **Capítulo 2:** trata del diseño del filtro LCL, donde se incluye la deducción de su función de transferencia, el análisis de su comportamiento inestable y el cálculo de los elementos del filtro a partir de los requisitos y limitaciones del sistema.
- **Capítulo 3:** describe las ecuaciones del modelo dinámico del sistema.
- **Capítulo 4:** describe el control del convertidor y explica un método para el cálculo de los reguladores de tensión y de corriente.
- **Capítulo 5:** describe las simulaciones realizadas y muestra los resultados obtenidos.
- **Capítulo 6:** incluye las conclusiones del proyecto.



## Capítulo 2

# Diseño del filtro

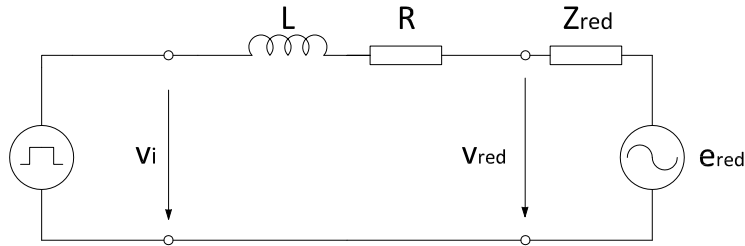
Este capítulo trata de desarrollar un método de cálculo que permita obtener un filtro LCL dentro de las especificaciones de cada sistema.

### 2.1. Introducción

Para poder entender las ventajas que aporta el filtro LCL al sistema, es necesario su comparación con el filtro L. En los apartados 2.2 y 2.3 se analizan ambas topologías y se describen sus principales diferencias. A continuación, en el apartado 2.4, se analiza la estabilidad del filtro LCL a partir de su modelo matemático y se propone, como técnica de amortiguamiento, la inserción de una resistencia en serie con el condensador. Finalmente, en el apartado 2.7, se explica un método sencillo para el cálculo del filtro en función de los requisitos y limitaciones indicados en los apartados 2.5 y 2.6.

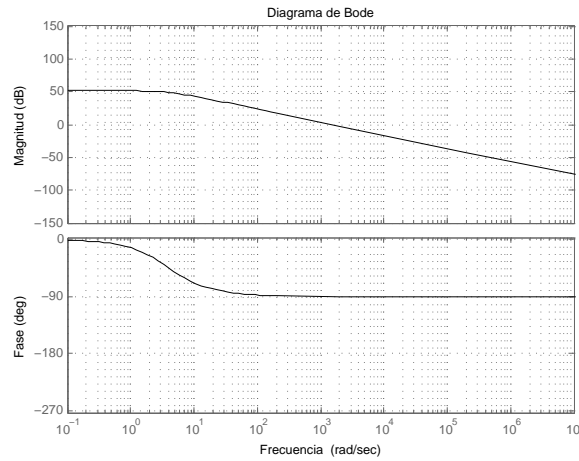
## 2.2. Topología L

El filtro L consiste únicamente en una inductancia en serie con el inversor, tal y como aparece en la figura 2.1. La resistencia  $R$  está asociada a cada bobina y su valor depende del proceso de fabricación utilizado.



**Figura 2.1:** Topología L.

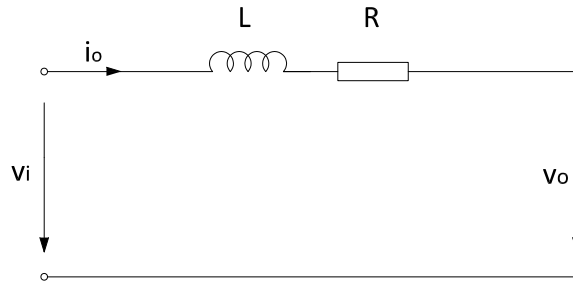
Tal y como muestra el diagrama de Bode de la figura 2.2, en el caso de los filtros L, la atenuación es incrementada en  $20\text{db/dec}$ . Esto demuestra que, para obtener una buena atenuación, es necesario un gran filtro [7].



**Figura 2.2:** Diagrama de Bode de un filtro de topología L.

Además, a medida que aumenta la inductancia, la dinámica del convertidor puede hacerse más lenta, causando mayores tiempos de respuesta [7].

La función de transferencia, que relaciona la tensión de entrada con la intensidad, se deduce a partir del circuito de la figura:



**Figura 2.3:** Circuito monofásico de un filtro L.

Se ha considerado la tensión de red como una fuente de tensión ideal. De esta forma, para el estudio en frecuencia del filtro, la tensión de red se comportará como un cortocircuito,  $v_o = 0$ . De esta forma:

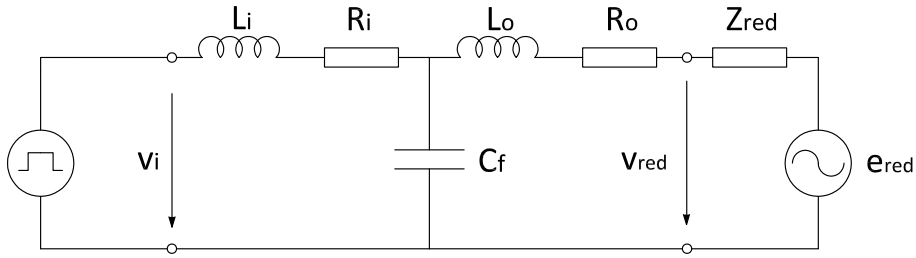
$$G_L = \frac{i_o}{v_i} = \frac{1}{Ls + R}. \quad (2.1)$$

Se observa, que al ser un filtro de primer orden, es estable y no presenta problemas de resonancia. Esto supone una gran ventaja, ya que no será necesario aplicar técnicas de amortiguamiento.



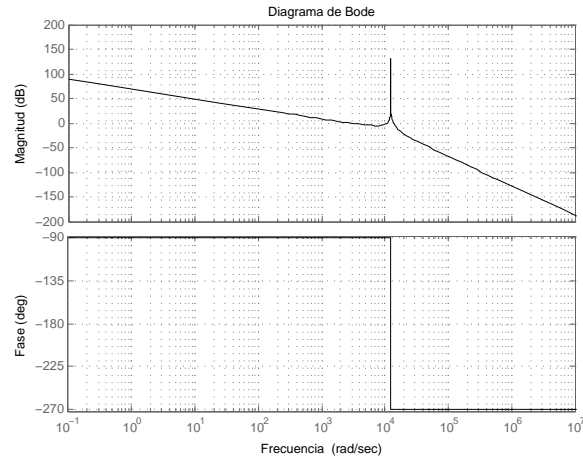
### 2.3. Topología LCL

Tal y como muestra la figura 2.4, la topología LCL está formada por una bobina conectada a la salida del inversor, un condensador en paralelo y una segunda bobina, conectada a la red por cada fase.



**Figura 2.4:** Topología LCL.

La principal ventaja de este filtro es que, para altas frecuencias, la atenuación es mucho mayor que en el filtro L pues, a partir de  $w_{res}$ , la respuesta cae con una pendiente de  $60dB/dec$ , tal y como muestra la figura 2.5.



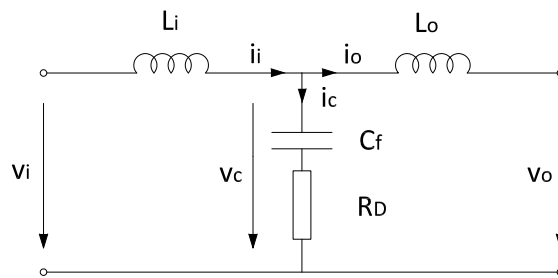
**Figura 2.5:** Diagrama de Bode de un filtro de topología LCL.

Sin embargo, tiene la desventaja de introducir una frecuencia de resonancia dentro del sistema, siendo necesario la utilización de métodos de amortiguamiento.

## 2.4. Amortiguamiento del filtro LCL

Los métodos de amortiguamiento utilizados pueden ser de dos tipos: métodos pasivos o métodos activos. En el primer caso, se utilizan resistencias de amortiguamiento para amortiguar la respuesta y así poder estabilizar el filtro. Este amortiguamiento implica un incremento en las pérdidas del filtro que habrá que tener en cuenta para llegar a un compromiso entre el nivel de amortiguamiento y las pérdidas del filtro. En el caso de los métodos activos, se utilizan técnicas de ubicación de los polos de lazo cerrado para obtener una respuesta estable.

En este proyecto se ha utilizado como método de amortiguamiento la inserción de una resistencia en serie con el condensador. El filtro resultante aparece en la figura 2.6:



**Figura 2.6:** Circuito monofásico de un filtro LCL.

Por simplificación, se han despreciado las resistencias de las bobinas.

### 2.4.1. Función de transferencia

Para poder entender la función de la resistencia de la rama central, es necesario deducir la función de transferencia a partir del circuito de la figura 2.6.

Usando las leyes de Kirchoff, el modelo del filtro en el plano  $s$  puede ser escrito con las siguientes ecuaciones:

$$i_i - i_c - i_o = 0 \quad (2.2)$$

$$v_i - v_c = i_i s L_i \quad (2.3)$$

$$v_c - v_o = i_o s L_o \quad (2.4)$$

$$v_c = i_c \left( \frac{1}{s C_f} + R_D \right). \quad (2.5)$$

Al igual que en el caso del filtro L, se define la función de transferencia del filtro como la relación entre la corriente de salida y la tensión de entrada:

$$G_{LCL} = \frac{i_o}{v_i}. \quad (2.6)$$

Partiendo de las ecuaciones (2.4) y (2.5), la intensidad del condensador resulta:

$$i_o s L_o = i_c \left( \frac{1}{s C_f} + R_D \right) \Rightarrow i_c = i_o \frac{s^2 C_f L_o}{s C_f R_D + 1}. \quad (2.7)$$

La ecuación (2.3) puede ser escrita como:

$$v_i = v_c + i_i s L_i. \quad (2.8)$$

Sustituyendo las ecuaciones (2.2), (2.4) y (2.7) en (2.8), se obtiene la siguiente expresión para la tensión del inversor:

$$v_i = i_o s L_o + (i_o + i_c) s L_i = i_o s L_o + \left( i_o + i_o \frac{s^2 C_f L_o}{s C_f R_D + 1} \right) s L_i$$

$$\Rightarrow v_i = i_o \left( s L_o + s L_i + \frac{s^3 C_f L_o L_i}{s C_f R_D + 1} \right). \quad (2.9)$$

Teniendo en cuenta la ecuación (2.6), la función de transferencia resulta:

$$G_{LCL} = \frac{s C_f R_D + 1}{s^3 C_f L_i L_o + s^2 C_f R_D (L_i + L_o) + s(L_o + L_i)}. \quad (2.10)$$

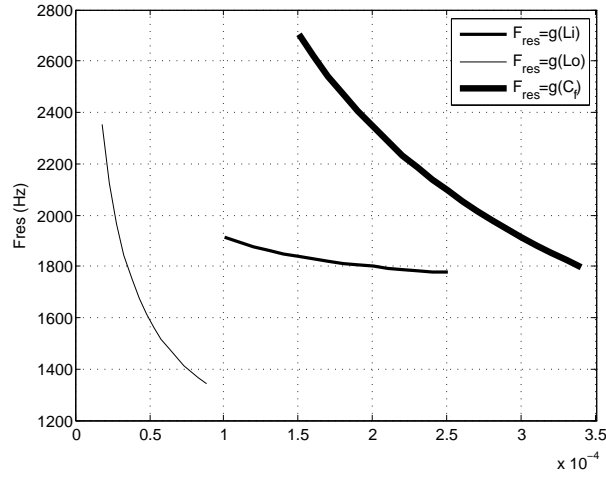
La función de transferencia (2.10), se puede expresar también como:

$$G_{LCL} = \frac{1}{s L_i} \frac{s \frac{R_D}{L_o} + \frac{1}{C_f L_o}}{s^2 + s C_f R_D w_{res}^2 + w_{res}^2}, \quad (2.11)$$

siendo:

$$w_{res}^2 = \frac{1}{C L_i} + \frac{1}{C L_o}. \quad (2.12)$$

La frecuencia de resonancia depende de los valores de las bobinas y el condensador. En la figura 2.7 se muestra la dependencia de la frecuencia de resonancia con cada uno de los componentes del filtro.



**Figura 2.7:** Dependencia de la frecuencia de resonancia con  $L_i$ ,  $L_o$  y  $C_f$ .

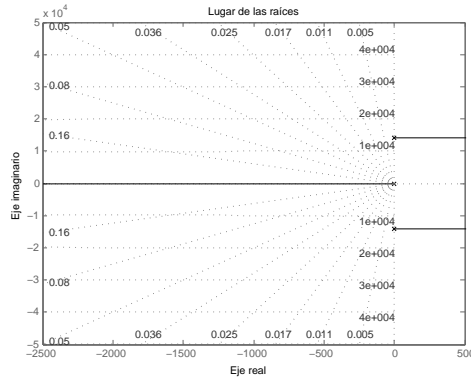
El rango de valores que cada elemento puede tomar está acotado por los requisitos y limitaciones del sistema (véase apartados 2.5 y 2.6). En el caso de la bobina de salida  $L_o$ , el rango de valores es de un orden inferior al del resto de componentes. Por esta razón, es el elemento que más influye en la frecuencia de resonancia.

#### 2.4.2. Comportamiento del filtro amortiguado

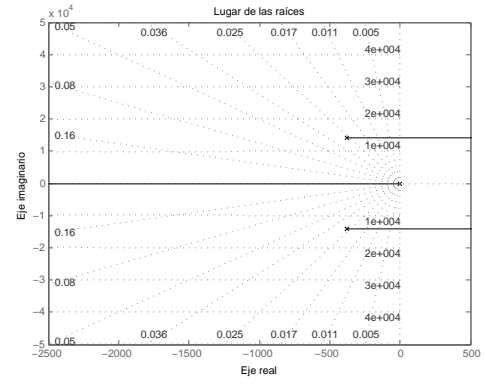
Según se muestra la figura 2.8(a), si  $R_D = 0$ , el filtro no tiene ceros y tiene tres polos, uno en el origen de coordenadas y otros dos, complejos conjugados, sobre el eje imaginario. El Lugar de las Raíces muestra su inestabilidad intrínseca si no se amortigua.

Con la introducción de una resistencia en la rama central, el sistema presenta un cero, haciendo que el Lugar de las Raíces se desplace hacia la zona estable, aunque sólo en un rango de ganancias determinado. El nuevo Lugar de las Raíces se presenta en la figura 2.8(b).

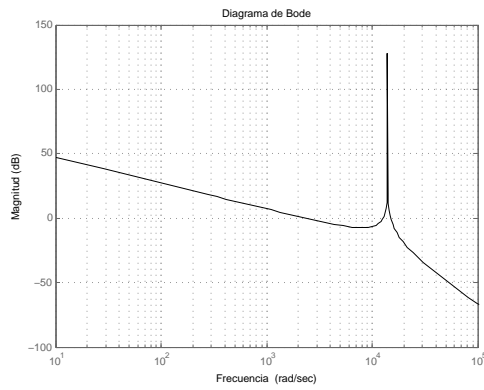
Esto mismo se puede observar en la figura 2.9, donde se muestra la respuesta en frecuencia del filtro. La figura 2.9(a) muestra el filtro sin resistencia de amortiguamiento y la figura 2.9(b) muestra el filtro amortiguado. Se observa como la resistencia reduce el pico resonante de amplitud en la figura 2.9(b) con respecto al pico de la figura 2.9(a).



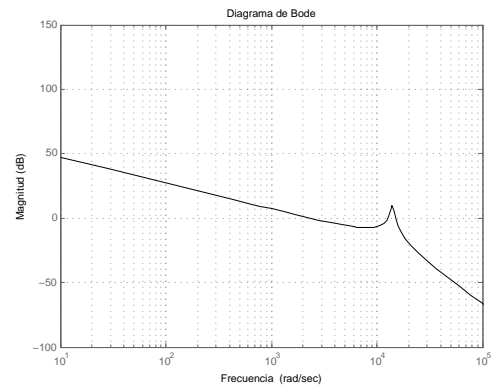
(a) Sin resistencia de amortiguamiento.



(b) Con resistencia de amortiguamiento.

**Figura 2.8:** Lugar de las Raíces del filtro LCL amortiguado y sin amortiguado.

(a) Sin resistencia de amortiguamiento.



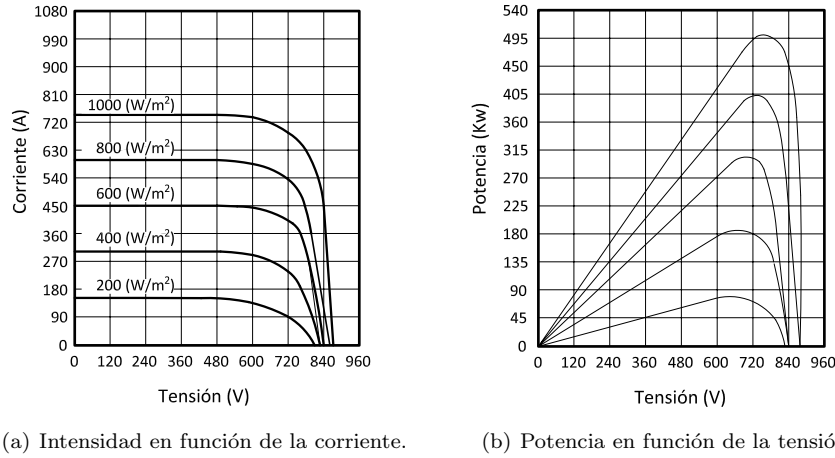
(b) Con resistencia de amortiguamiento.

**Figura 2.9:** Diagrama de Bode del filtro LCL amortiguado y sin amortiguado.



## 2.5. Límites de funcionamiento del inversor

En aplicaciones fotovoltaicas es necesario conocer los límites de tensión e intensidad que puede soportar, en régimen permanente, el convertidor. Estos límites determinan los puntos de funcionamiento del convertidor y se deben tener en cuenta en el seguimiento del punto de máxima potencia. En la figura 2.10, se observa un ejemplo de como varía la potencia de una planta solar en función de la radiación:



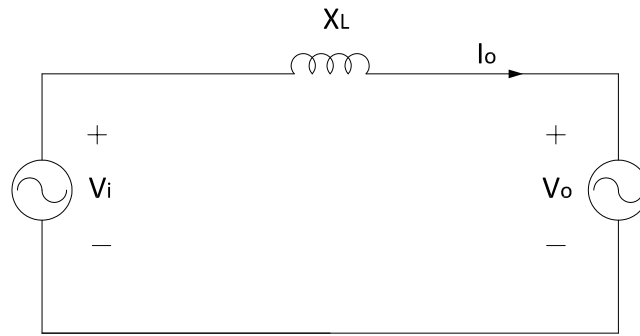
**Figura 2.10:** Curvas características de una instalación solar a 25°C.

La corriente asignada en cada momento no debe superar la máxima corriente soportada por los IGBT's del convertidor. En el caso de la tensión, se debe trabajar con valores que permitan un índice de modulación dentro de la zona lineal, dado un valor de  $U_{dc}$  fijo. De esta forma, se evita la aparición de armónicos de baja frecuencia.

A continuación, se demuestra cómo la topología y el dimensionamiento del filtro tiene una gran influencia sobre ambos límites. Nuevamente, para estudiar las diferencias de un filtro y otro, se estudia el comportamiento del convertidor conectado a través del filtro L y

el filtro LCL, respectivamente. Para ello, se parte del diagrama fasorial correspondiente al circuito monofásico del convertidor en cada caso. Posteriormente, se analiza como influye los elementos del filtro en la tensión y en la intensidad producida por el convertidor.

### Topología L



**Figura 2.11:** Circuito monofásico equivalente del inversor conectado a red mediante un filtro L.

La ecuación que define el comportamiento del circuito se indica a continuación:

$$\vec{V}_i = \vec{V}_o + jX_L \vec{I}_o, \quad (2.13)$$

donde:

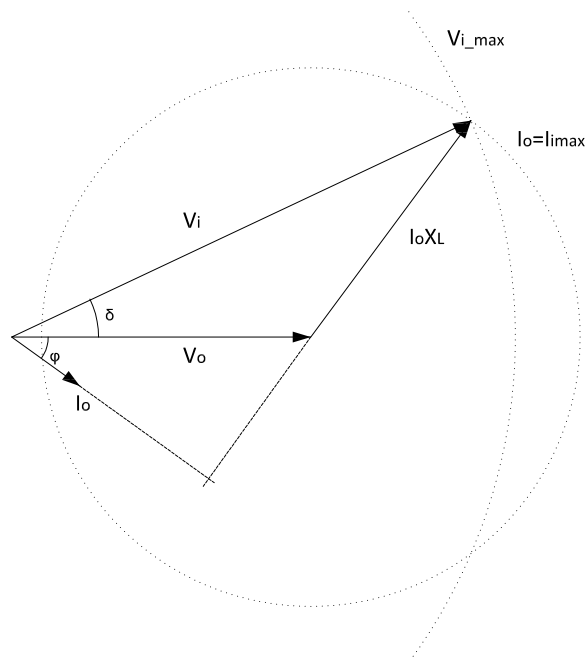
- $V_i$ : Valor eficaz del primer armónico de la tensión de salida del inversor (componente fundamental de la tensión de salida del inversor a la frecuencia de la tensión de red).
- $V_o$ : Valor eficaz de la tensión de red.
- $I_o$ : Valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del inversor.

- $X_L$ : Reactancia por fase del filtro.

En este caso, la corriente suministrada por el convertidor coincide con la corriente inyectada a la red.

El valor máximo de tensión  $V_i$  viene determinado por el convertidor, aunque en cualquier caso debe ser menor o igual a la tensión generada por la planta. La tensión generada por la planta va a ser la tensión en la etapa de continua y su valor va a depender de la radiación y la temperatura a la que se encuentra la instalación fotovoltaica a lo largo del año (véase figura 2.10).

Los límites de funcionamiento se muestran en el diagrama fasorial de la figura 2.12.



**Figura 2.12:** Diagrama fasorial del inversor con un filtro L.

Partiendo de las expresiones de las potencias:

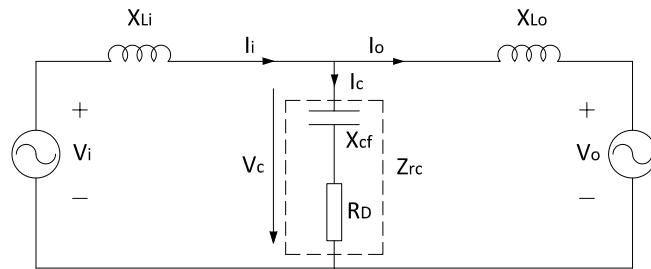
$$P = V_o I_o \cos \varphi \quad (2.14)$$

$$Q = V_o I_o \sin \varphi, \quad (2.15)$$

y observando el diagrama fasorial de la figura 2.12, se deduce que para dar potencia activa, manteniendo la potencia reactiva, es necesario aumentar el módulo de  $I_o$  y con ello, aumentar el ángulo de  $V_i$ . Este aumento del módulo de  $I_o$  no supone un gran aumento del valor de la tensión, aunque puede ser importante si la caída de tensión es muy elevada.

Por otro lado, un aumento en la potencia reactiva entregada a la red (de tipo capacitivo) implica aumentar el ángulo de la intensidad  $I_o$ . Esto sí supone un aumento considerable en el valor de la tensión  $V_i$ , pudiendo hacer que el convertidor trabaje con índices de modulación fuera de la zona lineal.

### Topología LCL



**Figura 2.13:** Circuito monofásico equivalente del inversor conectado a red mediante un filtro LCL.

Las ecuaciones que definen el comportamiento del circuito son:

$$\vec{V}_i = \vec{V}_o + jX_{Li}\vec{I}_i + jX_{Lo}\vec{I}_o \quad (2.16)$$

$$\vec{V}_o = \vec{V}_c - jX_{Lo}\vec{I}_o \quad (2.17)$$

$$\vec{I}_i = \vec{I}_o + \vec{I}_c, \quad (2.18)$$

donde:

- $V_i$ : Valor eficaz del primer armónico de la tensión de salida del inversor (componente fundamental de la tensión de salida del inversor a la frecuencia de la tensión de red).
- $V_o$ : Valor eficaz de la tensión de red.
- $I_o$ : Valor eficaz del primer armónico de la corriente inyectada a la red.
- $I_i$ : Valor eficaz del primer armónico de la corriente de salida del inversor.
- $I_c$ : Valor eficaz del primer armónico de la corriente de la rama central.
- $X_{Li}$ : Reactancia por fase de la inductancia de entrada del filtro.
- $X_{Lo}$ : Reactancia por fase de la inductancia de salida del filtro.
- $X_{Cf}$ : Reactancia por fase del condensador.
- $X_{Li}$ : Resistencia de amortiguamiento.

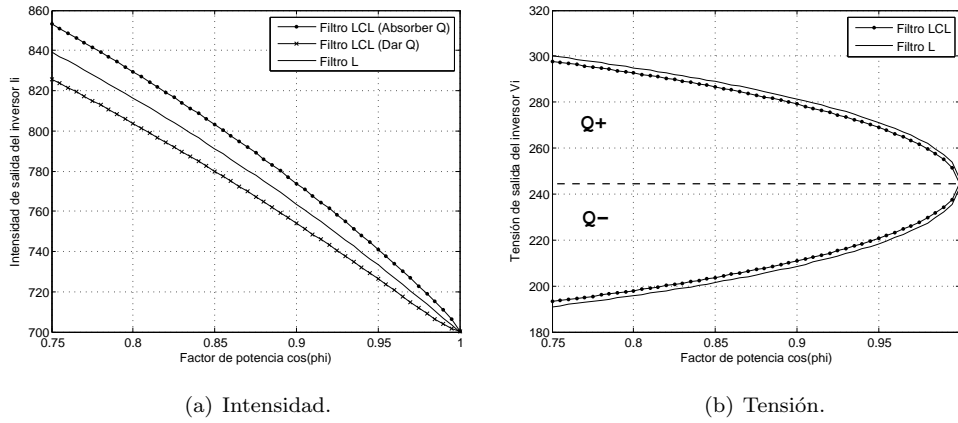
A efectos de construir el diagrama de límites de funcionamiento, se ha despreciado la resistencia de amortiguamiento. En el apartado 2.7, se observa que su valor es muy pequeño en comparación con la reactancia del condensador, por tanto:

$$Z_{rc} \approx X_{Cf}. \quad (2.19)$$



Como se describió en el apartado 2.3, el poder de filtrado del filtro LCL hace que se pueda reducir el valor de las inductancias. Esto permite que, a la hora de entregar potencia reactiva, el modulo de  $V_i$  sea más pequeño que en el caso del filtro L.

Además, en la figura 2.14, se observa que cuando el convertidor suministra potencia reactiva a la red, la intensidad que proporciona el condensador permite que  $I_i$  tenga un módulo y un ángulo menor respecto a  $I_o$ . Esto permite que la tensión proporcionada por el convertidor sea aún menor. Por otro lado, si se absorbiera potencia reactiva de la red, ocurriría el caso contrario, pues  $I_i$  debería compensar esa intensidad que proporciona el condensador. En la figura 2.15, se muestra un ejemplo cuando el convertidor trabaja con factores de potencia diferentes. Para apreciar mejor el efecto del condensador, se ha utilizado un filtro L y un filtro LCL con un mismo valor de inductancia.



**Figura 2.15:** Efecto del condensador en la intensidad y la tensión.

Tales efectos se deben tener en cuenta a la hora de dimensionar el condensador.

## 2.6. Requisitos y limitaciones del filtro LCL

A la hora de diseñar un filtro, se debe conseguir el mayor orden de filtrado posible sin afectar al buen funcionamiento del convertidor. A continuación, se describen los aspectos más importantes que sirven como guía para el diseño del filtro LCL.

### Nivel de armónicos

Las normas IEEE 1547 e IEC 61727 proporcionan una tabla en la cual presenta los límites de distorsión armónica de las corrientes [11]:

IEEE 1547 & IEC 61727						
Orden del armónico	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35h$	Distorsion armónica total (THD)
(%)	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0

**Tabla 2.1:** Distorsión armónica de la corriente.

### Frecuencia de resonancia

Para evitar problemas de resonancia, además de utilizar métodos de amortiguamiento, es necesario ubicar la frecuencia de resonancia a una distancia entre la frecuencia de red y la frecuencia de conmutación. En concreto, debe ser diez veces superior a la frecuencia de red y la mitad de la frecuencia de conmutación [12].

### Caídas de tensión

La impedancia total de las bobinas en serie no debe ser demasiado elevada para que la caída de tensión no obligue a subir el nivel de tensión continua o, en el caso de una aplicación fotovoltaica, no se sobremodule en el punto de máxima potencia. Típicamente, se escoge un



valor de 0,1 pu [12].

### **Producción de reactiva**

Un elevado aumento en el condensador disminuye mucho la impedancia del filtro, pero además implica un aumento de la corriente que circula por  $L_i$  con respecto a la corriente que circula por  $L_o$  [10]. Para evitar este problema, el condensador se dimensiona como un porcentaje inferior al 5 % de la capacidad base [12]. De esta forma, las intensidades  $I_i$  e  $I_o$  son prácticamente iguales.

## 2.7. Procedimiento de cálculo del filtro LCL

Teniendo en cuenta lo descrito en el apartado 2.6, se procede a realizar el cálculo del filtro LCL [12]. Los parámetros necesarios para el diseño son:

- Potencia del inversor ( $S_n$ ).
- Tensión de línea de la red ( $E_n$ ).
- Tensión del bus de continua ( $U_{dc}$ ).
- Frecuencia de conmutación ( $f_{sw}$ ).
- Frecuencia de red ( $f_n$ ).

**Paso 1.** Cálculo de los valores base del filtro.

$$\begin{aligned}
 P_b &= \frac{S_n}{3} & [VA/fase] \\
 I_b &= \frac{P_b}{V_b} & [A] \\
 V_b &= \frac{E_n}{\sqrt{3}} & [V] \\
 Z_b &= \frac{V_b}{I_b} & [\Omega] \\
 L_b &= \frac{Z_b}{w_n} & [H] \\
 C_b &= \frac{1}{w_n Z_b} & [A].
 \end{aligned}$$

**Paso 2.** Elección de una corriente de rizado adecuada.

La corriente de rizado se determina en función de la intensidad base, de esta forma:

$$\Delta_i = \text{rizado}(pu) \cdot I_b. \quad (2.21)$$

El rizado también se puede expresar como:

$$\Delta_i = \frac{U_{dc} - V_o}{L_i} \frac{D}{2} T_s \Rightarrow \Delta_i = \frac{U_{dc} - DU_{dc}}{L_i} \frac{D}{2} T_s. \quad (2.22)$$

De acuerdo a la ecuación (2.21) y elegido un rizado, se obtiene el valor de la inductancia de entrada:

$$L_i = \frac{U_{dc}(1 - D)}{\Delta_i} \frac{D}{2} T_s. \quad (2.23)$$

**Paso 3.** Elección de la capacidad del condensador.

El valor elegido no debe superar el 5 % de la capacidad base [12]:

$$C_f = \text{reactiva}(pu) \cdot C_b. \quad (2.24)$$

**Paso 4.** Cálculo de la atenuación del rizado entre la salida del convertidor y la red.

Este valor se obtiene a partir de la siguiente expresión:

$$\frac{i_o(h_{sw})}{v(h_{sw})} = \frac{z_{LC}^2}{w_{sw}L|w_{res}^2 - w_{sw}^2|} \quad (2.25)$$

$$\frac{i(h_{sw})}{v_{h_{sw}}} \cong \frac{1}{w_{sw}L} \quad (2.26)$$

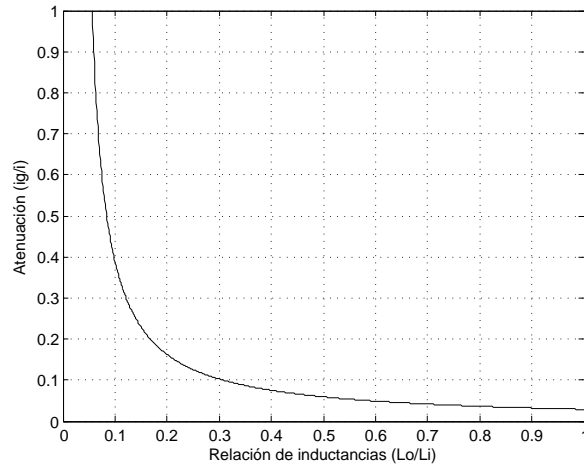
$$\frac{i_o(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{z_{LC}^2}{|w_{res}^2 - w_{sw}^2|}. \quad (2.27)$$

La ecuación (2.27) se puede escribir como:

$$\frac{i_o(h_{sw})}{i(h_{sw})} = \frac{1}{|1 + r(1 - a \cdot \text{reactiva}(pu))|}, \quad (2.28)$$

donde  $a = L_i C_b w_{sw}^2$  y  $r = L_o/L_i$ .

La dependencia entre la atenuación del rizado y la relación de las bobinas se muestra en la figura 2.16. A partir del valor de atenuación deseado, se puede obtener el valor de la bobina de salida:



**Figura 2.16:** Atenuación del rizado.

**Paso 5.** Verificación de la inductancia total.

La inductancia total del filtro no debe superar el 10 % de la inductancia base [12]:

$$L_T < 10 \% L_b \quad (2.29)$$

$$L_T = L_i + L_o.$$

**Paso 6.** Verificación de la frecuencia de resonancia.

La frecuencia de resonancia se debe encontrar en un rango de valores entre la frecuencia de red y la frecuencia de conmutación [12], en concreto:

$$10f_n < f_{res} < \frac{1}{2}f_{sw} \quad (2.30)$$

$$w_{res} = \sqrt{\frac{L_i + L_o}{L_i L_o C_f}}$$

$$f_{res} = \frac{w_{res}}{2\pi}.$$

**Paso 7.** Elección de la resistencia amortiguadora en función de la impedancia del condensador a la frecuencia de resonancia.

$$R_D = \frac{1}{3}Z_c = \frac{1}{3w_{res}C_f}. \quad (2.31)$$

Este valor es aproximado, pues también va a depender de las pérdidas que produzca en el filtro.

## Capítulo 3

# Modelo dinámico del sistema

En este capítulo, se presentan las ecuaciones que modelan el sistema formado por el inversor, el filtro LCL y la red. Las variables de estado del sistema se describen por sus fasores espaciales y las ecuaciones del modelo se expresan en unos ejes solidarios al fasor de la tensión de la red llamados ejes  $dq$ . De esta forma, se podrán controlar de manera independiente la potencia activa y reactiva entregada por el convertidor.

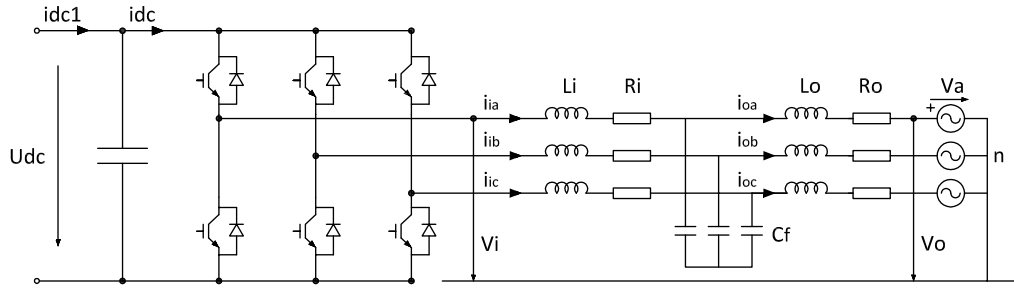
### 3.1. Introducción

El sistema es un convertidor electrónico de potencia conectado a la red mediante un filtro LCL. En este proyecto, la técnica de control aplicada es el control orientado a la tensión, por lo que las variables de estado son las intensidades y la tensión del enlace de continua. Para poder diseñar un método adecuado de control, es necesario obtener un modelo dinámico del sistema que describa correctamente su funcionamiento. La red eléctrica se modela como una

fuente de tensión y el filtro LCL queda descrito por la ecuación (3.1). El modelo del inversor, sin embargo, puede llegar a ser muy complejo, pues se trata de un sistema no lineal cuyos componentes tienen también respuestas no lineales. No obstante, no es uno de los objetivos de este proyecto modelar el sistema con un alto grado de precisión. Así, se utiliza un modelo clásico y simplificado del inversor, considerándolo como una fuente de tensión dependiente del control, según se verá en los siguientes apartados.

### 3.2. Modelo en ejes $dq$ del convertidor

En la figura 3.1 se muestra un inversor de dos niveles de tensión conectado a la red a través de un filtro LCL.



**Figura 3.1:** Sistema formado por el inversor, el filtro LCL y la red.

Las ecuaciones por fase del convertidor son:

$$\begin{aligned}
 v_{ia} &= R_i i_{ia} + L_i \frac{d}{dt} i_{ia} + L_o \frac{d}{dt} i_{oa} + R_o i_{oa} + v_{oa} \\
 v_{ib} &= R_i i_{ib} + L_i \frac{d}{dt} i_{ib} + L_o \frac{d}{dt} i_{ob} + R_o i_{ob} + v_{ob} \\
 v_{ic} &= R_i i_{ic} + L_i \frac{d}{dt} i_{ic} + L_o \frac{d}{dt} i_{oc} + R_o i_{oc} + v_{oc}.
 \end{aligned} \tag{3.1}$$

En el control, el comportamiento del filtro LCL es similar al del filtro L si se estima que la corriente proporcionada por el condensador es conocida y prácticamente constante (véase apartado 2.3). Por ello, esta corriente se puede considerar una perturbación conocida que habrá que tener en cuenta a la hora de transmitir potencia a la red. No obstante, este comportamiento sólo es posible si la ganancia del sistema permite que el filtro sea estable (véase apartado 2.4.2). Por lo tanto, las ecuaciones anteriores se pueden reescribir como:

$$v_{ia} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{oa} \quad (3.2)$$

$$v_{ib} = Ri_a + L \frac{di_b}{dt} + v_{ob}$$

$$v_{ic} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_{oc}.$$

Si ahora se definen los fasores espaciales de las magnitudes de la expresión anterior como:

$$\vec{v}^{\alpha\beta} = v_{an} + v_{bn}e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{cn}e^{-j\frac{2\pi}{3}}, \quad (3.3)$$

la ecuación queda:

$$\vec{v}_o^{\alpha\beta} = \vec{v}_i^{\alpha\beta} - Ri^{\alpha\beta} - L \frac{d\vec{i}^{\alpha\beta}}{dt}. \quad (3.4)$$

Al transformar un sistema trifásico de tensiones sinusoidales en unos ejes  $\alpha\beta$  fijos, se obtiene un vector espacial de módulo constante que gira a velocidad angular  $w$ , tal y como muestra la figura 3.2. Si las ecuaciones anteriores se expresan en un sistema de referencia genérico que gire a la misma velocidad, resulta:



$$\vec{v}_o = \vec{v}_i - L \frac{d\vec{i}}{dt} - jwL\vec{i}, \quad (3.5)$$

que proyectando sobre unos ejes  $dq$ :

$$\begin{aligned} v_{od} &= v_{id} - Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + wi_qL \\ v_{oq} &= v_{iq} - Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - wi_dL. \end{aligned} \quad (3.6)$$

Además, si el fasor de la tensión de red está en fase con el eje  $d$ :

$$\vec{v}_o = v_d \quad (3.7)$$

y se tiene en cuenta que en el punto de conexión se cumple:

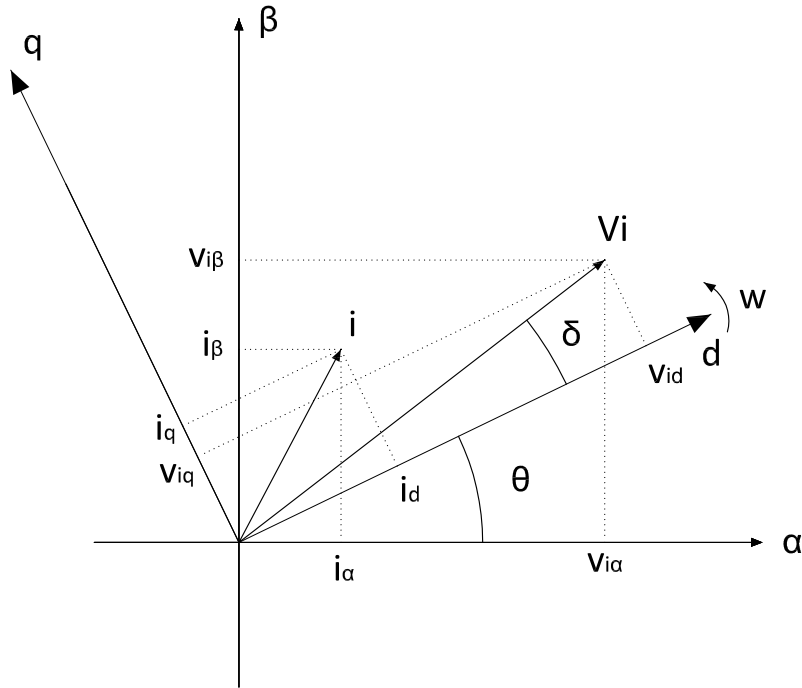
$$P = \frac{2}{3}(v_{od}i_d + v_{oq}i_q) \quad (3.8)$$

$$Q = \frac{2}{3}(v_{od}i_q - v_{oq}i_d), \quad (3.9)$$

se observa, que existe una proporción directa entre las componentes  $d$  y  $q$  de la corriente y la potencia activa y reactiva que se desea transferir:

$$P = \frac{2}{3}v_{od}i_d \quad (3.10)$$

$$Q = \frac{2}{3}v_{od}i_q. \quad (3.11)$$



**Figura 3.2:** Representación en el plano  $\alpha - \beta$  de los fasores del sistema y de los ejes  $dq$ .

En el control orientado a la tensión (véase capítulo 4), la referencia de corriente activa  $i_d$ , viene impuesta por la salida del bucle externo, cuyo objetivo es mantener la tensión de la etapa de continua. La referencia de corriente reactiva  $i_q$ , es la que directamente se impone de acuerdo con la potencia reactiva de referencia.

En cuanto a la etapa de continua, para obtener una expresión de la intensidad  $i_{dc}$ , es necesario realizar un balance de potencias entre las partes de continua y alterna del inversor.

Primeramente, se obtiene la potencia en la parte de continua. Para ello, es necesario partir de la ecuación del condensador:

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc1} - i_{dc}. \quad (3.12)$$

Multiplicando esta ecuación por la tensión de continua, se obtiene:

$$U_{dc} C \frac{dU_{dc}}{dt} = U_{dc} i_{dc1} - U_{dc} i_{dc}. \quad (3.13)$$

Y teniendo en cuenta que:

$$W_c = \frac{1}{2} C U_{dc}^2, \quad (3.14)$$

se deduce:

$$\frac{dW_c}{dt} = P_{dc1} - P_{dc}, \quad (3.15)$$

siendo  $P_{dc}$  la potencia en la parte de continua. Igualando esta potencia con la potencia de la ecuación (3.10), se consigue una relación entre la componente  $i_d$  y las variables de la planta,  $i_{dc}$  y  $U_{dc}$ :

$$\begin{aligned} \frac{2}{3} v_{od} i_d &= -U_{dc} i_{dc} \\ i_{dc} &= -\frac{2}{3} \frac{v_d}{U_{dc}} i_d. \end{aligned} \quad (3.16)$$

## Capítulo 4

# Diseño del control

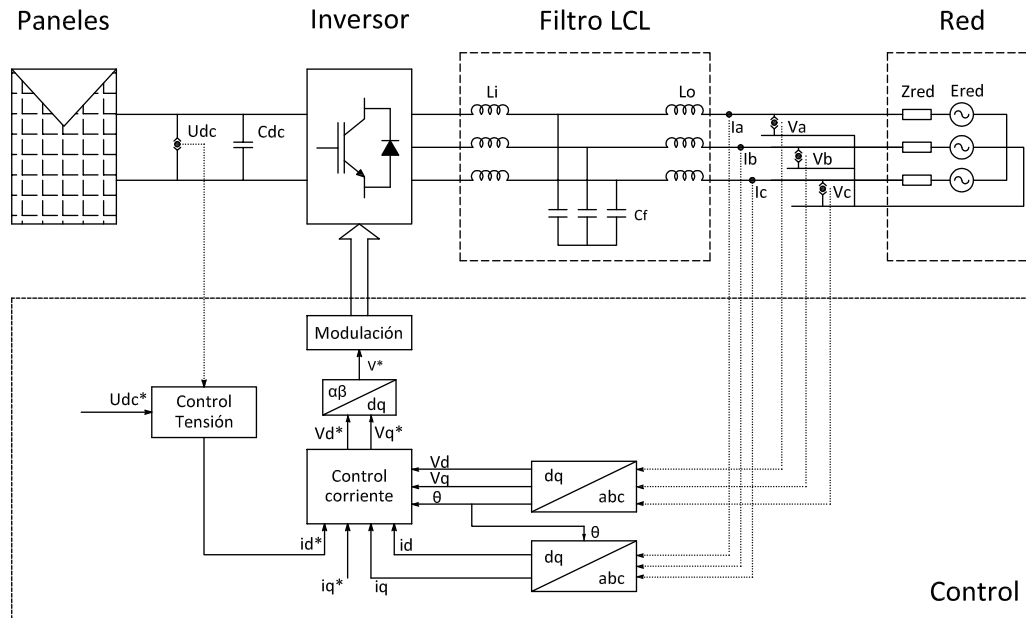
En este capítulo, se describe el control orientado a la tensión de la red con modulación vectorial y se propone un método para el cálculo de los reguladores. El filtro de conexión será el filtro LCL, aunque como se ha visto en el capítulo anterior, el control es similar al del filtro L.

### 4.1. Introducción

La especificación principal del inversor conectado a la red es que la corriente debe ser inyectada con un factor de potencia dentro de un rango determinado [1]. Además, se debe mantener una tensión en la etapa de continua que permita trabajar con índices de modulación adecuados.

El control orientado a la tensión se encarga de gobernar ambas variables a partir de un

bucle interno de corriente y un bucle externo de tensión, tal y como aparece en la figura 4.1:



**Figura 4.1:** Esquema de control.

Los principales bloques de la parte de control son:

### Bloque abc/dq

Estos bloques realizan dos funciones. Por un lado, monitorizan la tensión, la frecuencia y la intensidad suministrada a la red. Por otro lado, simplifican el control pasando de un sistema trifásico a un sistema de ejes genéricos  $dq$  (véase apartado 3.2).

### Bloque Control Corriente

Es el encargado de controlar las componentes  $dq$  de la corriente del inversor y proporciona las tensiones de referencia que el modulador debe reproducir.

**Bloque Control Tensión**

Es el encargado de mantener la tensión en la etapa de continua y de imponer la referencia de corriente activa  $i_d$  necesaria.

**Bloque dq/ $\alpha\beta$** 

Indica al modulador la tensión de salida, en ejes  $\alpha\beta$ , que el inversor debe proporcionar.

**Bloque Modulación**

Busca representar las tensiones que suministra el regulador de corriente y así cumplir las especificaciones de potencia.

## 4.2. Modulación vectorial

Como se ha visto, el control de la intensidad orientado a la tensión de red regula las componentes  $dq$  de la intensidad. Las salidas de los reguladores son unas tensiones de referencia para el convertidor. La modulación del convertidor busca reproducir dicha tensión de referencia con el menor número de armónicos posible.

La modulación del ancho del pulso (PWM, del inglés *Pulse-Width Modulation*) es una técnica de generación de impulsos de disparo de semiconductores mediante la comparación de la tensión de cada una de las fases con una señal portadora de alta frecuencia. La principal ventaja de este tipo de modulación es que permite la posibilidad de controlar de forma independiente los tres parámetros del primer armónico de la onda de salida: amplitud, frecuencia y fase.

Sin embargo, la modulación vectorial (SVM, del inglés *Space Vector Modulation*) obtiene los ciclos de trabajo de los semiconductores a partir de las proyecciones  $dq$  del vector espacial de tensión respecto de una referencia que gira en sincronismo con la tensión de salida (véase apartado 3.2). Para ello, esta técnica considera ocho posibles vectores de tensión en el caso de un inversor trifásico de dos niveles. Estos vectores se consiguen mediante la conmutación de los semiconductores y partiendo del hecho de que en cada instante sólo debe conducir uno de los semiconductores de cada una de las ramas del puente. Para identificar cada uno de los vectores, basta con indicar el estado de los semiconductores superiores de cada rama ( $S_1, S_2, S_3$ ). El estado cerrado de cada semiconductor del puente se representa con un uno y el estado abierto con un cero. Así, cada vector podrá ser representado según

$$\vec{v}_{inv} = U_{dc}(S_1 + S_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3 e^{-j\frac{2\pi}{3}}), \quad (4.1)$$

a partir de la cual se pueden determinar las tensiones simples y compuestas correspondientes, que se representan en la tabla 4.1:

Estado	$(v_{ab}, v_{bc}, v_{ca})$	$(v_a, v_b, v_c)$
$v_1$	$(U_{dc}, 0, -U_{dc})$	$\frac{1}{3}(2U_{dc}, -U_{dc}, -U_{dc})$
$v_2$	$(0, U_{dc}, -U_{dc})$	$\frac{1}{3}(U_{dc}, U_{dc}, -2U_{dc})$
$v_3$	$(-U_{dc}, U_{dc}, 0)$	$\frac{1}{3}(-U_{dc}, 2U_{dc}, -U_{dc})$
$v_4$	$(-U_{dc}, 0, U_{dc})$	$\frac{1}{3}(-2U_{dc}, U_{dc}, U_{dc})$
$v_5$	$(0, -U_{dc}, U_{dc})$	$\frac{1}{3}(-U_{dc}, -U_{dc}, 2U_{dc})$
$v_6$	$(U_{dc}, -U_{dc}, 0)$	$\frac{1}{3}(U_{dc}, -2U_{dc}, U_{dc})$

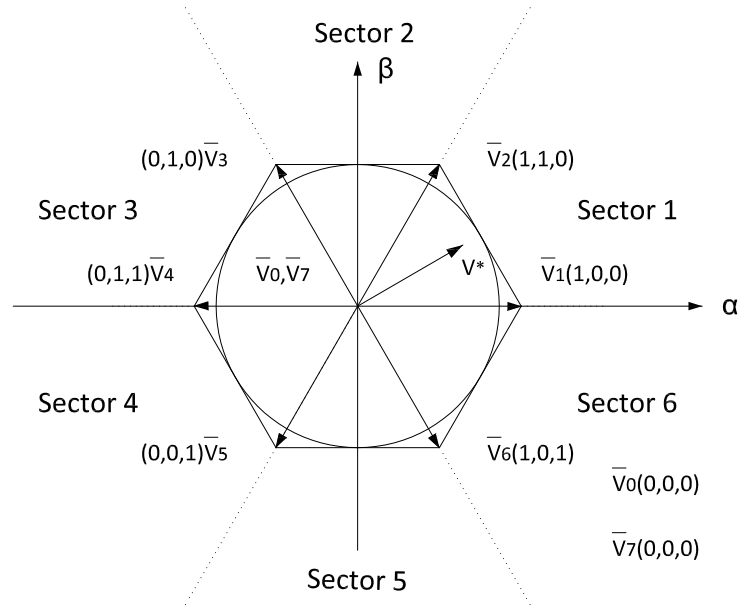
**Tabla 4.1:** Tensiones de salida para los vectores activos.

En la tabla 4.2 se representan estos mismos vectores en ejes  $\alpha\beta$ :

Estado	1	2	3	4	5	6
$(v_\alpha, v_\beta)$	$(\frac{2U_{dc}}{3}, 0)$	$(\frac{U_{dc}}{3}, \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}})$	$(-\frac{U_{dc}}{3}, \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}})$	$(-\frac{2U_{dc}}{3}, 0)$	$(\frac{-U_{dc}}{3}, \frac{-U_{dc}}{\sqrt{3}})$	$(\frac{U_{dc}}{3}, \frac{-U_{dc}}{\sqrt{3}})$

**Tabla 4.2:** Tensiones de salida para los vectores activos en ejes  $\alpha\beta$ .

A partir de la tabla 4.1, estos vectores se pueden representar como muestra la figura 4.2:



**Figura 4.2:** Vectores espaciales de un inversor de dos niveles.

Sólo uno de los ocho vectores de la figura 4.2 puede ser reproducido en cada instante, mientras que para conseguir una tensión de salida sinusoidal se debería poder generar un vector espacial cualquiera inscrito en la circunferencia.



La técnica de modulación vectorial se basa en la aplicación promediada de una combinación de tres vectores: los dos que delimitan el sector en el que se encuentra el vector que se desea reproducir, más el vector nulo en cada intervalo  $\frac{T_s}{2}$ . La figura 4.3, muestra un ejemplo para un vector de referencia genérico  $\vec{v}^*$  en el sector 1, aunque la deducción que se hace de los tiempos de aplicación de cada vector es general.

Para ello, denominaremos  $\vec{v}_a$  y  $\vec{v}_b$  a los fasores que delimitan cada uno de los sectores del plano  $\alpha - \beta$ . Una aproximación para obtener el vector de referencia deseado es:

$$\vec{v}^* = \frac{1}{T_s}(t_a \vec{v}_a + t_b \vec{v}_b), \quad (4.2)$$

en la que  $t_a$  y  $t_b$  son los tiempos de aplicación de cada vector. Se define el índice de modulación de amplitud  $m_a$ , como el cociente entre el valor de cresta de la onda de tensión de referencia y el radio de la circunferencia inscrita en el hexágono:

$$m_a = \frac{\hat{v}^*}{\frac{\sqrt{3}U_{dc}}{2}}. \quad (4.3)$$

Con esta definición la zona lineal de funcionamiento queda limitada por un  $m_a \leq 1$ .

El vector espacial tensión de referencia en la zona lineal se puede expresar en función del índice de modulación  $m_a$  y el ángulo  $\alpha$ , en cada sector del hexágono, como [8]:

$$\vec{v}^* = \frac{\sqrt{3}U_{dc}}{2} m_a e^{j\alpha}, \quad (4.4)$$

siendo  $\alpha$  el ángulo formado entre el vector de referencia  $\vec{v}^*$  y el correspondiente vector  $\vec{v}_a$  en cada instante.

Sustituyendo (4.3) y (4.4) en (4.2) y resolviendo, se obtienen los tiempos de aplicación de  $\vec{v}_a$  y  $\vec{v}_b$ :

$$\begin{aligned} t_a &= \frac{T_s}{2} m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \\ t_b &= \frac{T_s}{2} m_a \sin(\theta). \end{aligned} \quad (4.5)$$

Entonces, el tiempo de aplicación de los vectores nulos es:

$$t_0 + t_7 = \frac{T_s}{2} - t_a - t_b. \quad (4.6)$$

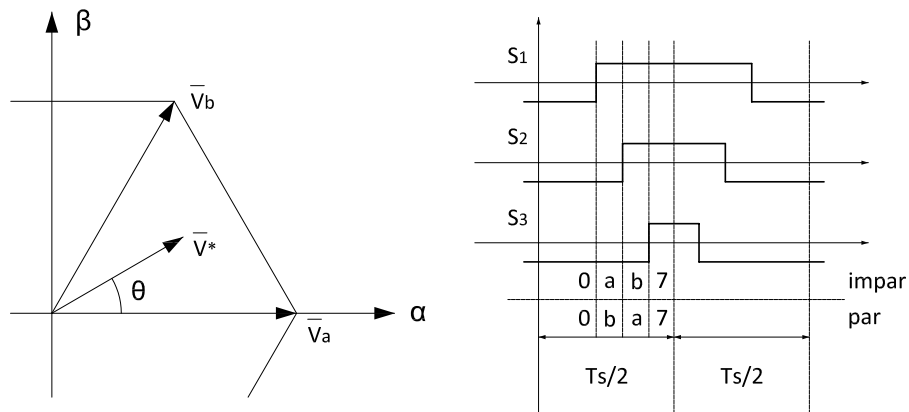
Una vez establecidos los vectores que se emplean para obtener el vector de referencia, es preciso determinar una secuencia de aplicación, de modo que el número de conmutaciones de los semiconductores sea el mínimo.

Considerando que  $\vec{v}_a$  y  $\vec{v}_b$  (véase figura 4.3) son los dos vectores que delimitan el sector en el que se encuentra el vector de referencia, el mínimo número de conmutaciones del inversor se obtiene aplicando en un período de muestreo la secuencia general:

$$\vec{v}_{nulo} - \vec{v}_a - \vec{v}_b - \vec{v}_{nulo} - \vec{v}_b - \vec{v}_a - \vec{v}_{nulo}, \quad (4.7)$$

ya que el paso de  $\vec{v}_a$  a  $\vec{v}_b$  sólo requiere una conmutación para cualquier vector. Como se observa en la ecuación (4.7), la secuencia de aplicación de los vectores del segundo semiperíodo, es la inversa de la secuencia del primer semiperíodo, manteniéndose los tiempos previamente calculados para el primero. De esta forma, se consigue una secuencia simétrica que favorece la disminución de armónicos. Por motivos de coste computacional, los tiempos

de los estados nulos son iguales ya que esto permite que los tiempos de cálculo sean menores. La distribución de estos vectores determina la posición de los pulsos y representa un grado de libertad más, que puede ser empleado para reducir la tasa de distorsión armónica. En la figura 4.3(b), se observa que el orden de aplicación se altera en función de si el sector es par o impar.



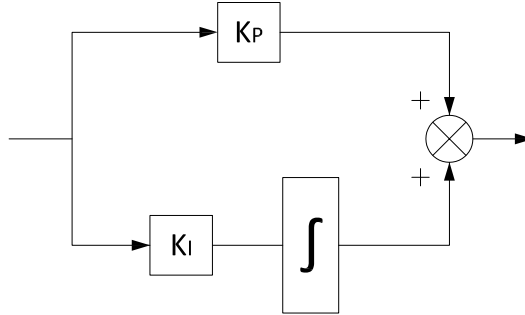
(a) Cálculo de los tiempos en el SVM.

(b) Secuencia de aplicación de los vectores.

**Figura 4.3:** Cálculo de los tiempos y secuencia de aplicación en el SVM.

### 4.3. Cálculo de los reguladores

El regulador más utilizado para los bucles de tensión y corriente es el de tipo Proporcional-Integral. Su diagrama de bloques y su función de transferencia se muestran a continuación.

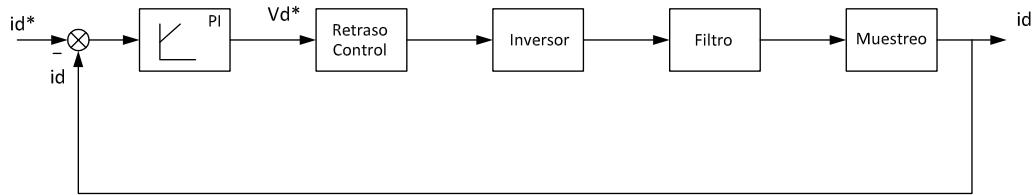


**Figura 4.4:** Diagrama de bloques del regulador PI.

$$G_{PI}(s) = K_P + \frac{K_I}{s}. \quad (4.8)$$

#### 4.3.1. Regulador de corriente

El bucle de corriente se representa en la figura 4.5.



**Figura 4.5:** Diagrama de bloques del bucle de corriente.

Atendiendo a la ecuación (3.6), se deduce que la constante de tiempo que afecta a la

dinámica de ambas componentes es la misma. Por consiguiente, los reguladores que generen las consignas de corriente  $i_d$  e  $i_q$  son iguales.

Las funciones de transferencia de los elementos involucrados en el lazo de corriente son:

- Regulador Proporcional Integral:

$$G_{PI_{crt}}(s) = K_{PI_{crt}} + \frac{K_{I_{crt}}}{s}. \quad (4.9)$$

- Retraso control:

$$G_{control}(s) = \frac{1}{1 + sT_s}, \quad (4.10)$$

donde  $T_s = 1/f_s$  y  $f_s$  es la frecuencia de muestreo. Este bloque considera el retraso producido por el SVM y por la computación [13].

- Inversor:

$$G_{inversor}(s) = \frac{1}{1 + s0.5T_{sw}}, \quad (4.11)$$

donde  $T_{sw} = 1/f_{sw}$  y  $f_{sw}$  es la frecuencia de conmutación. El retardo que introduce el inversor representa el tiempo transcurrido desde que el sistema de control genera un cambio en la señal de referencia, hasta que el convertidor modifica el estado de sus semiconductores [3].

■ Filtro:

Como se ha visto en el apartado 3.2, el control del convertidor para los filtros L y LCL es similar, por lo que se pueden representar ambos con una misma función:

$$G_{filtro}(s) = \frac{1}{Ls + R}, \quad (4.12)$$

donde  $L = L_i + L_o$  y  $R = R_i + R_o$ . Este bloque es simplificado, y sólo mantiene el valor de las inductancias y de las resistencias parásitas.

■ Bloque de muestreo:

$$G_{muestreo}(s) = \frac{1}{1 + s0.5T_s}. \quad (4.13)$$

Por lo tanto, la función de transferencia del sistema en bucle abierto resulta:

$$G_{crt-abierto}(s) = G_{PIcrt} \cdot G_{control} \cdot G_{inversor} \cdot G_{filtro} \cdot G_{muestreo}. \quad (4.14)$$

Según[4], el producto (4.10), (4.11) y (4.13) se puede aproximar a un sistema de primer orden:

$$G_{control} \cdot G_{inversor} \cdot G_{muestreo} \approx \frac{1}{1 + sd_1}. \quad (4.15)$$

De esta forma, (4.14) puede expresarse de forma simplificada como:

$$G_{crt-abierto}(s) = \frac{K_{Pcrt}s + K_{Icrt}}{s} \frac{1}{1 + d_1s} \frac{1}{Ls + R}, \quad (4.16)$$

con lo que la función de transferencia en bucle cerrado resulta:

$$G_{crt-cerrado}(s) = \frac{G_{crt-abierto}}{1 + G_{crt-abierto}}. \quad (4.17)$$

La cual, corresponde a una función de transferencia de tercer orden, cuya expresión general es:

$$G_{crt-cerrado}(s) = \frac{1}{(s + b)(s^2 + 2w_n s \xi + w_n^2)}. \quad (4.18)$$

Identificando términos entre ambas ecuaciones e imponiendo el amortiguamiento y el tiempo de establecimiento deseado, se obtiene los parámetros del regulador:

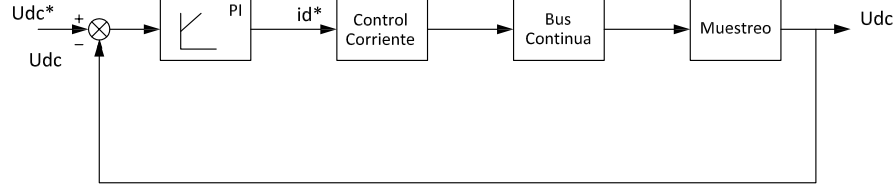
$$KP_{crt} = Ld_1(w_n^2 + 2\xi bw_n) - R \quad (4.19)$$

$$KI_{crt} = b w_n^2 Ld_1. \quad (4.20)$$

Mediante la herramienta *Matlab toolbox/Sisotool*, se comprueba si la respuesta obtenida cumple con las especificaciones que se hayan elegido.

### 4.3.2. Regulador de tensión

El bucle de tensión se muestra en la figura 4.6.



**Figura 4.6:** Diagrama de bloques del bucle de tensión.

Las funciones de transferencia de los elementos involucrados son:

- Regulador de tensión:

$$G_{PItns}(s) = K_{PItns} + \frac{K_{Itns}}{s}. \quad (4.21)$$

- Bus de continua:

$$G_{DC}(s) = \frac{1}{sC_{DC}}. \quad (4.22)$$

- Bucle de corriente:

Se obtiene a partir de las ecuaciones (4.17) y (4.18).

- Bloque de muestreo:

$$G_{muestreo}(s) = \frac{1}{1 + s0.5T_s}. \quad (4.23)$$

En este caso, y por motivos de estabilidad, la corriente debe ser estable para los cambios



de tensión  $U_{dc}$ . Por esta razón, la constante del regulador de tensión al menos debe ser el doble de la del regulador de corriente [9]. En la práctica:

$$\tau_{reg.tension} \approx 5 - 10 \tau_{reg.corriente}. \quad (4.24)$$

## Capítulo 5

# Simulación

Este capítulo, contiene diferentes resultados de simulaciones que han sido obtenidos usando *Matlab/Simulink*. Está estructurado en dos apartados: el primer apartado contiene resultados de las simulaciones de distintas configuraciones del filtro LCL para observar el comportamiento de cada elemento. El segundo apartado contiene resultados de las simulaciones que comparan el filtro LCL frente al filtro L.

### 5.1. Datos previos a la simulación

Los datos del sistema simulado aparecen a continuación:

- **Instalación fotovoltaica:**

Modelo panel: **Sharp A2**

Potencia: **230 W**

Intensidad (MPP): **7,6 A**

Tensión (MPP): **30,1 V**

La planta solar está formada por 2.200 paneles con una disposición de 25 paneles en paralelo y 88 en serie, de forma que:

$$P = (30,1 \cdot 25) \cdot (7,6 \cdot 88) \approx 750 \cdot 670 \approx 500kW.$$

Las curvas características de la instalación aparecen en la figura 5.1.

- **Inversor:**

Modelo: **Solaron 500E**

Potencia máxima: **500 kW a 400 Vca**

Corriente de línea máxima: **750 A**

Tensión de continua máxima: **+ -1.000 Vcc**

Corriente de continua máxima: **700 Adc**

Frecuencia de conmutación: **5.000 Hz**

- **Red:**

Tensión: **400 V**

Frecuencia: **50 Hz**

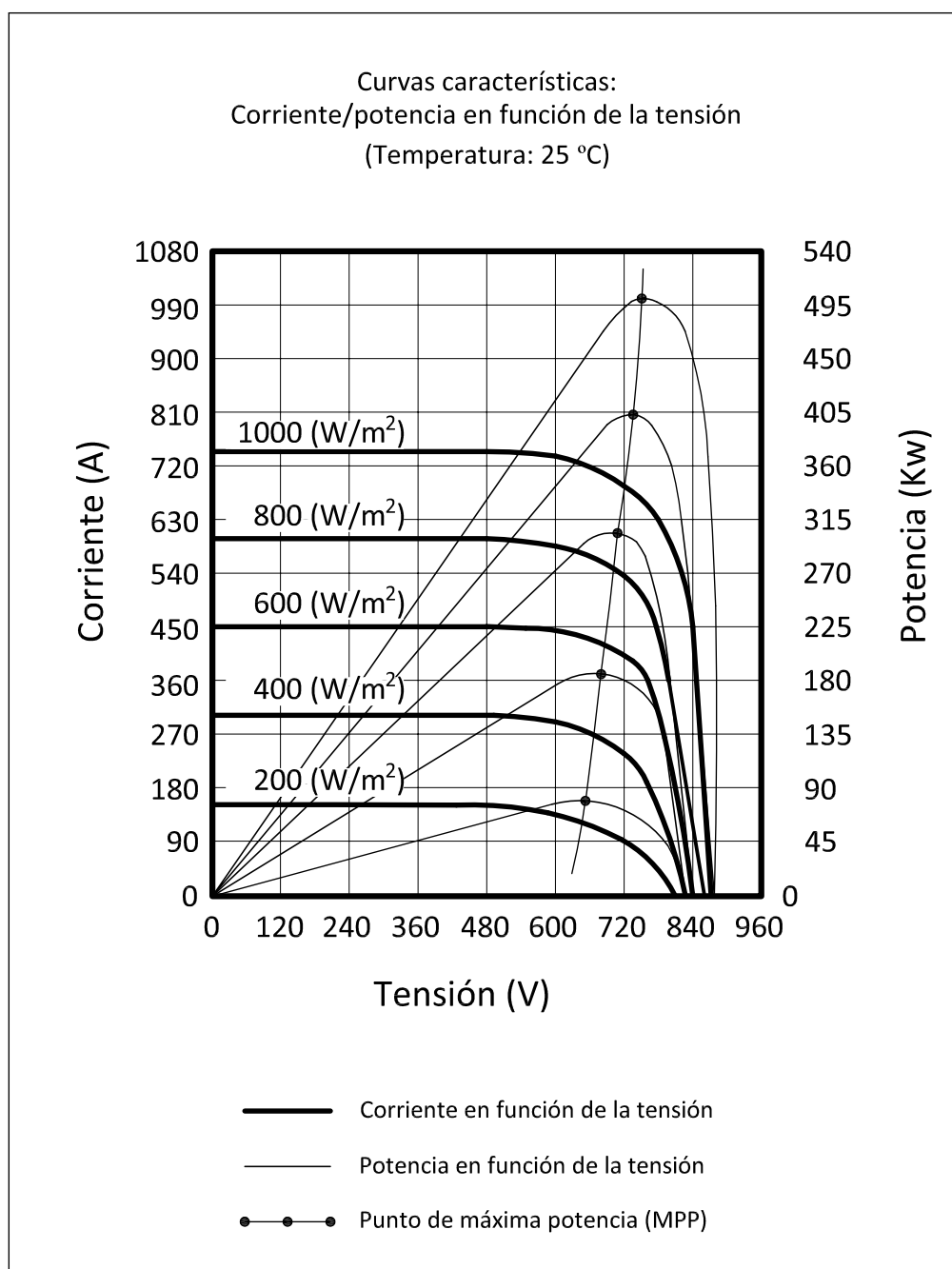


Figura 5.1: Curvas características de la planta fotovoltaica.

En la tabla 5.1, se representan de forma analítica los puntos de máxima potencia de la figura 5.1:

Radiación ( $W/m^2$ )	Potencia ( $kW$ )	Tension ( $V$ )	Intensidad ( $A$ )
200	80	665	120
400	180	680	265
600	287	708	405
800	390	735	530
1000	500	750	670

**Tabla 5.1:** Puntos de máxima potencia (MPP).

A partir de estos datos, se han realizado los modelos en *Matlab/Simulink*. Para el diseño de los filtros LCL se ha desarrollado un programa en *Matlab* llamado *Diseno\_LCL* (véase apéndice A) que aplica el método descrito en el apartado 2.7. Para el cálculo de los reguladores se han realizado dos programas que aplican el método descrito en el apartado 4.3. Cada uno de ellos se ha utilizado para una topología diferente. En el caso de un filtro L, se ha utilizado el programa *Calculo\_reguladores\_L* y en el caso de un filtro LCL, se ha usado el programa *Calculo\_reguladores\_LCL* (véase apéndice A).

## 5.2. Estudio del filtro LCL

Para entender el comportamiento del filtro LCL, es necesario analizar varios filtros formados por componentes de valores diferentes pero con características similares. De esta forma, se podrán observar las implicaciones reales que derivan de cambiar los valores de  $L_i$ ,  $L_o$  y  $C_f$ .

En esta simulación, se han analizado tres filtros con una atenuación de 0,15 y una

frecuencia de resonancia de  $1.992\text{ Hz}$ . Para ello, se introducen en el programa las entradas descritas en el apéndice A.

El porcentaje de reactiva elegido para cada filtro se muestra en la tabla 5.2. Estos valores se obtienen a partir de la capacidad base, que en este caso es  $9,9\text{ mF}$  (véase apartado 2.7):

	Condensador $C_f$ ( $\mu\text{F}$ )	Producción de reactiva ( $\%Q$ )
Filtro 1	345	3,5
Filtro 2	170	1,7
Filtro 3	120	1,2

**Tabla 5.2:** Producción de reactiva.

Se observa que todos filtros se encuentran dentro del límite de reactiva permitido, pues ninguno de ellos supera el 5 % [6].

El porcentaje de la corriente de rizado aparece en la tabla 5.3. La intensidad base es  $720\text{ A}$  (véase apartado 2.7):

	Porcentaje de rizado (%)
Filtro 1	25,0
Filtro 2	12,5
Filtro 3	7,1

**Tabla 5.3:** Porcentaje de rizado.

Con estos datos, se obtienen los siguientes filtros:

Filtro LCL 1			
$L_i(\mu H)$	$L_o(\mu H)$	$C_f(\mu F)$	$R_D(m\Omega)$
90	25	345	12

**Tabla 5.4:** Componentes del Filtro LCL 1.

Filtro LCL 2			
$L_i(\mu H)$	$L_o(\mu H)$	$C_f(\mu F)$	$R_D(m\Omega)$
180	40	170	25

**Tabla 5.5:** Componentes del Filtro LCL 2.

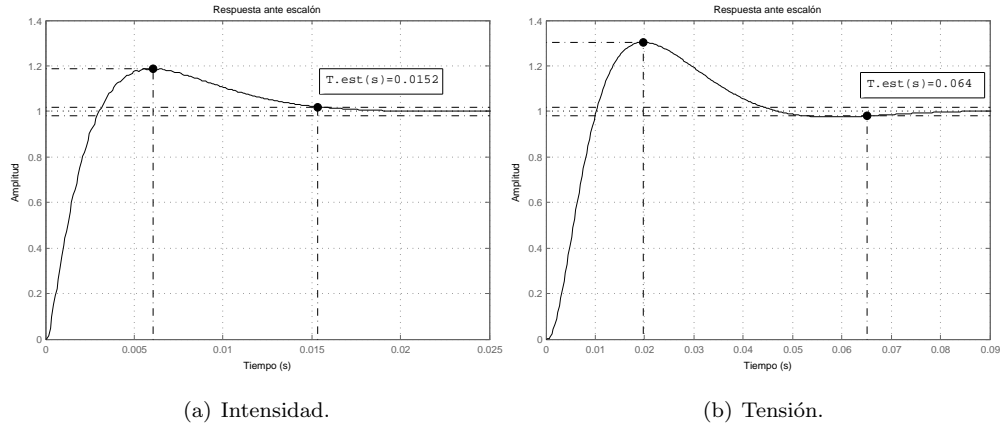
Filtro LCL 3			
$L_i(\mu H)$	$L_o(\mu H)$	$C_f(\mu F)$	$R_D(m\Omega)$
320	65	120	40

**Tabla 5.6:** Componentes del Filtro LCL 3.

Las resistencias  $R_i$  y  $R_o$  se han considerado iguales y con un valor  $1,3\text{ m}\Omega$ .

Posteriormente, se calculan los reguladores de control. Estos reguladores se han diseñado de forma que la respuesta dinámica de los tres filtros sea la misma. Para ello, se ha obtenido un regulador de corriente de forma que la respuesta en el lazo interno tenga un coeficiente de amortiguamiento  $\xi$  de 0,9 y un tiempo de establecimiento de 0,01 s. En el caso del lazo de tensión,  $\tau_{reg.tension} = 2\tau_{reg.corriente}$ .

Las respuestas esperadas de cada lazo para los tres filtros se han obtenido mediante la herramienta *Matlab/Sisotool*, las cuales, se representan en la figura 5.2:



**Figura 5.2:** Respuestas transitorias de los lazos de corriente y tensión.

Para la evaluación de los filtros se han considerado los siguientes parámetros:

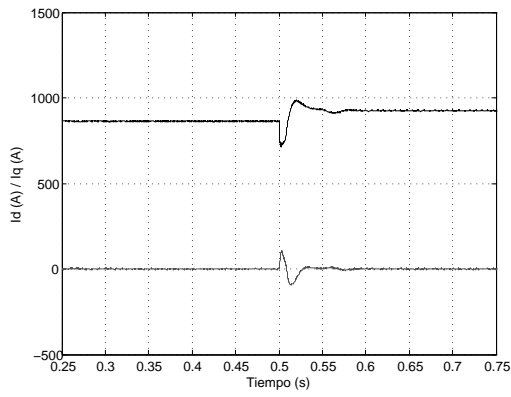
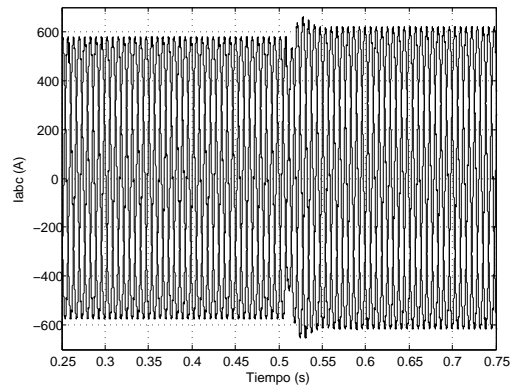
- Rizado de la onda.
- Respuesta dinámica.
- Índice de modulación.

A continuación se muestran los resultados obtenidos de la simulación.

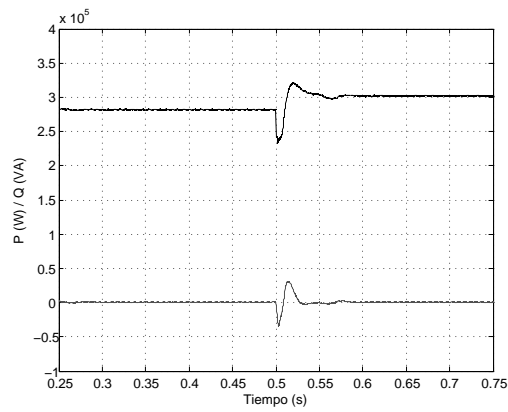
### 5.2.1. Respuesta dinámica

En la figura 5.3, se recogen los resultados obtenidos para un cambio de la tensión en el enlace de continua de entre 700 V y 750 V en  $t = 0,05$  s. El filtro simulado ha sido el Filtro LCL 1, aunque los resultados son válidos para el resto de los filtros.

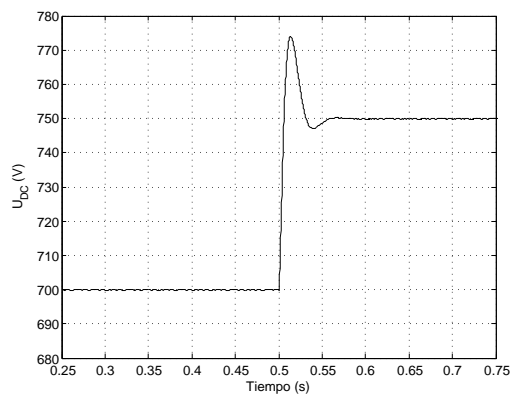


(a) Intensidad en ejes  $dq$ .

(b) Intensidades de salida del inversor.



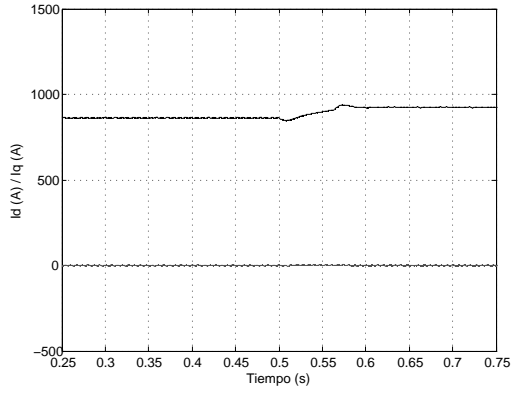
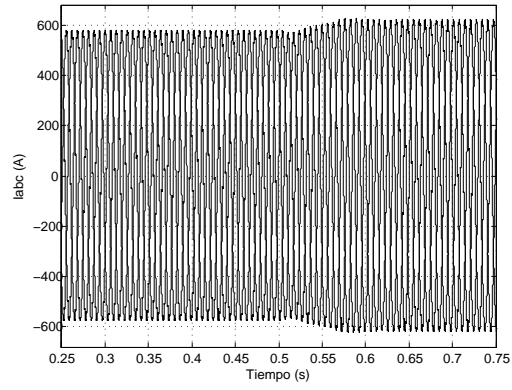
(c) Potencias.



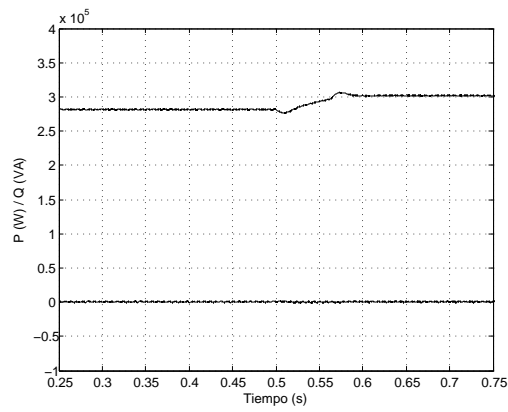
(d) Tensión del enlace de continua.

**Figura 5.3:** Respuesta transitoria del filtro LCL ante escalón de tensión.

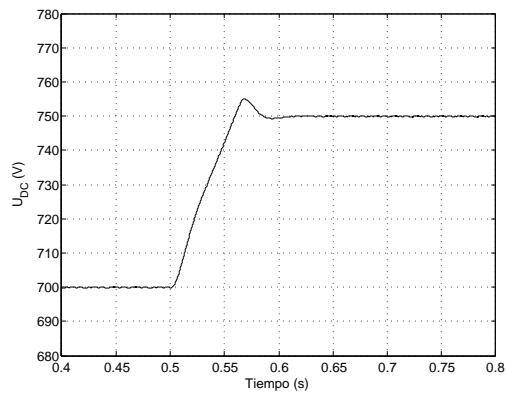
En la figura 5.3(d), se observa que la respuesta es similar a la esperada en la figura 5.2(b). En ambos casos, existe una sobreoscilación superior al 30 % que podría ser perjudicial para los dispositivos de control. Este problema se puede solucionar obteniendo una respuesta más lenta. Un método sencillo para ralentizar la respuesta, es aplicar cambios rampeados en lugar de escalonados, tal y como aparece figura 5.4.

(a) Intensidad en ejes  $dq$ .

(b) Intensidades de salida del inversor.



(c) Potencias.

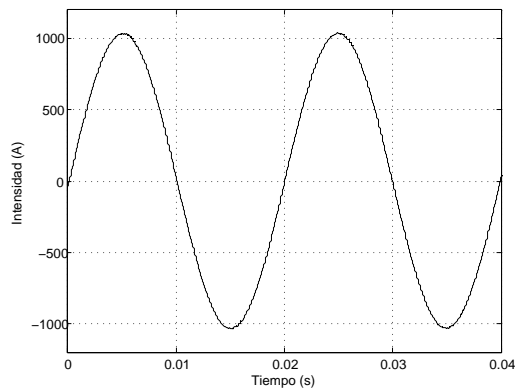


(d) Tensión del enlace de continua.

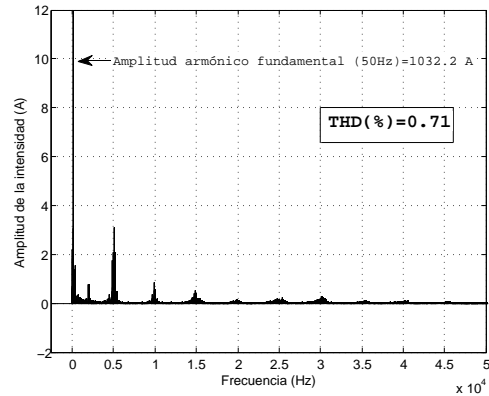
**Figura 5.4:** Respuesta transitoria del filtro LCL ante rampa de tensión.

### 5.2.2. Rizado

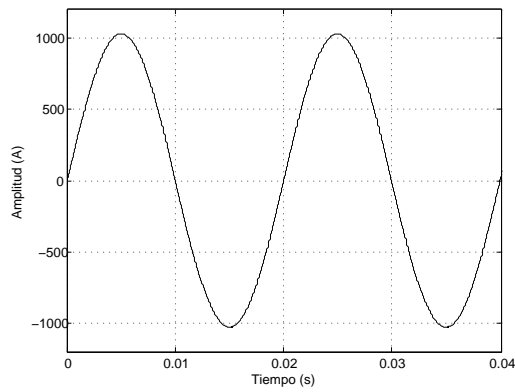
En la figuras 5.5 y 5.6, se muestran las intensidades obtenidas de la simulación cuando el convertidor trabaja en los puntos de alta y baja carga con un factor de potencia unidad. En estas simulaciones se ha comprobado que todos los filtros cumplen las especificaciones de rizado indicadas en la tabla 2.1.



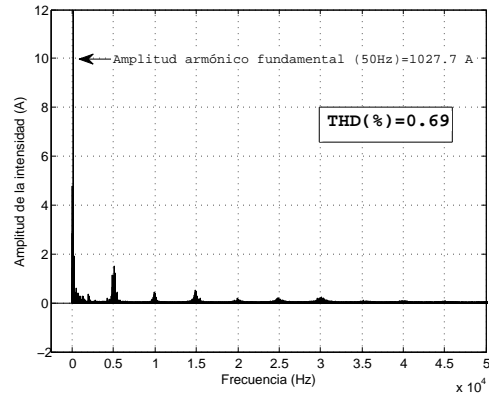
(a) Señal de la corriente Filtro LCL 1.



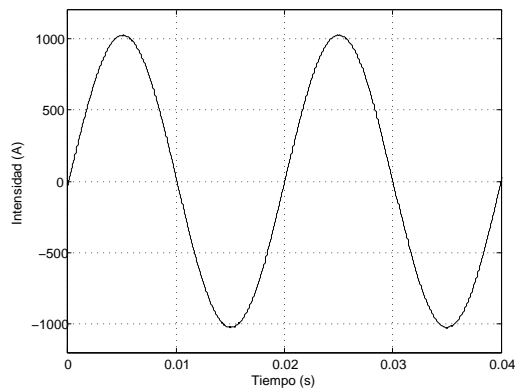
(b) Espectro de la corriente Filtro LCL 1.



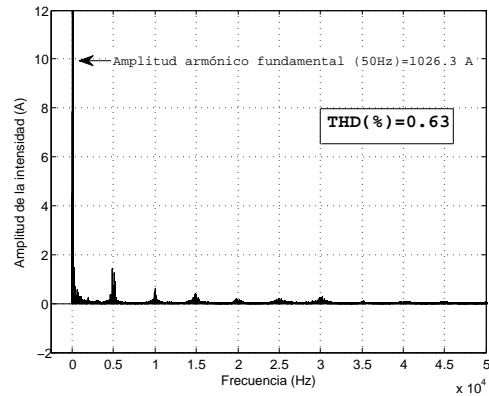
(c) Señal de la corriente Filtro LCL 2.



(d) Espectro de la corriente Filtro LCL 2.

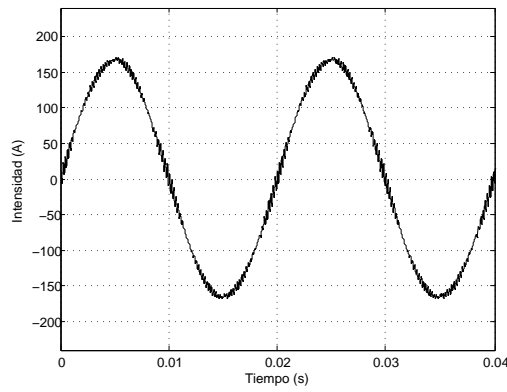


(e) Señal de la corriente Filtro LCL 3.

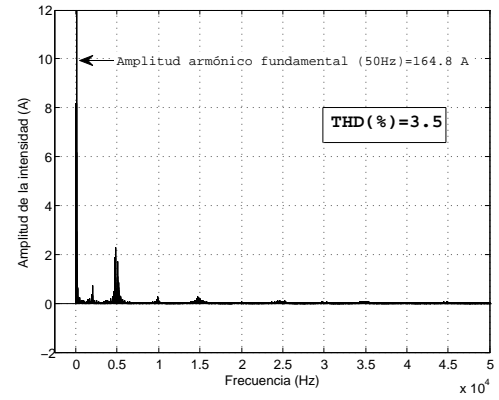


(f) Espectro de la corriente Filtro LCL 3.

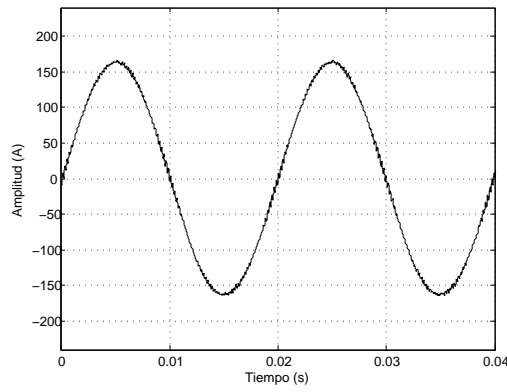
**Figura 5.5:** Intensidad de una de las fases a alta carga ( $1.000 \text{ W/m}^2$ ).



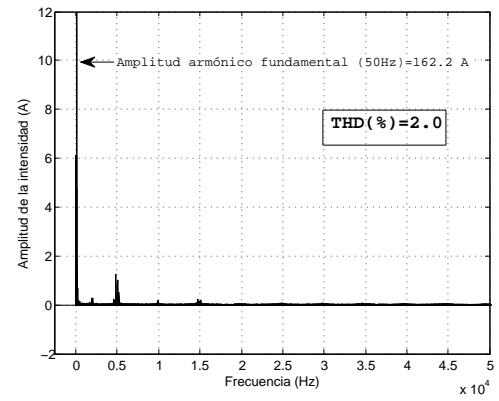
(a) Señal de la corriente Filtro LCL 1.



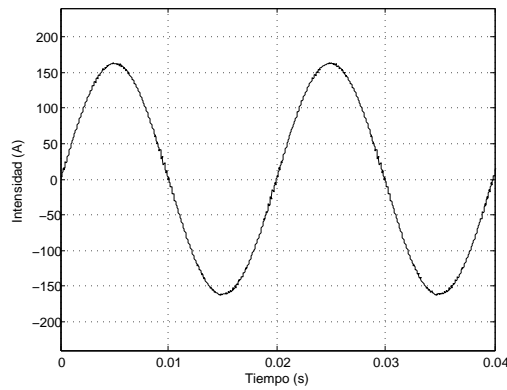
(b) Espectro de la corriente Filtro LCL 1.



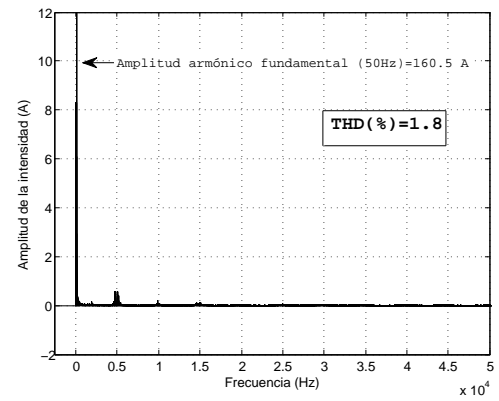
(c) Señal de la corriente Filtro LCL 2.



(d) Espectro de la corriente Filtro LCL 2.



(e) Señal de la corriente Filtro LCL 3



(f) Espectro de la corriente Filtro LCL 3.

**Figura 5.6:** Intensidad de una de las fases a baja carga ( $200 \text{ W/m}^2$ ).

### 5.2.3. Índice de modulación

A continuación, se muestran los índices de modulación obtenidos con el convertidor trabajando a alta y baja carga:

	Alta carga ( $1.000\text{ W/m}^2$ )	Baja carga ( $200\text{ W/m}^2$ )
Filtro 1	0,761	0,850
Filtro 2	0,773	0,854
Filtro 3	0,812	0,858

**Tabla 5.7:** Índices de modulación a alta y baja carga.

Se observa, en los tres casos, que el convertidor trabaja con un índice de modulación dentro de la zona lineal. Sin embargo, a medida que aumenta la inductancia total del filtro, aumenta el índice de modulación, siendo este efecto más notable a altas cargas.

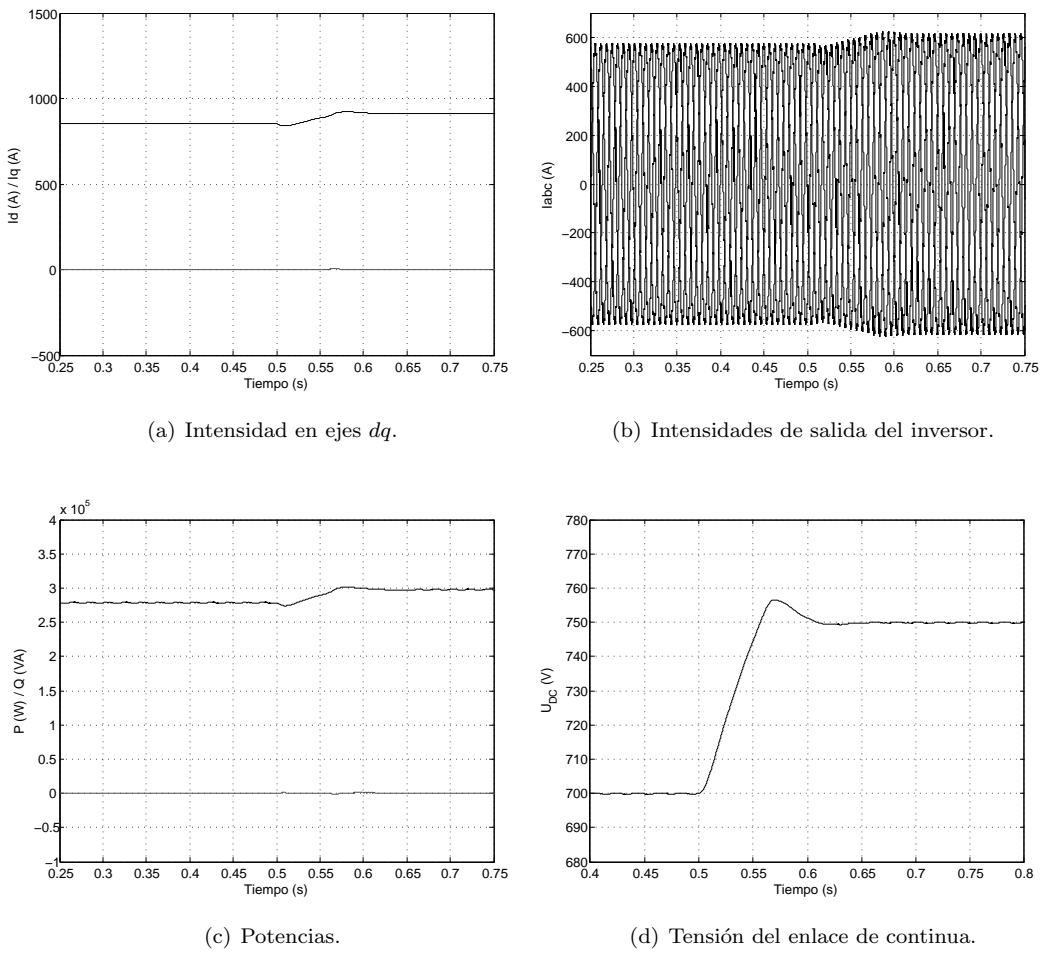
## 5.3. Comparación Filtro L con Filtro LCL

Uno de los objetivos principales del convertidor es trabajar a la máxima potencia posible sin sobrepasar los límites de corriente y tensión. Como el diseño del filtro influye en los límites del inversor, en esta simulación se ha comparado ambos filtros siguiendo los puntos de máxima potencia de la tabla 5.1.

Para ello, se ha comparado el Filtro LCL 1 del apartado 5.2 con un filtro L que presenta un orden de filtrado y una respuesta dinámica similar. Dicho filtro, está formado por una inductancia de  $650\text{ }\mu\text{H}$  y una resistencia de  $2,6\text{ m}\Omega$ .

### 5.3.1. Respuesta dinámica

Las gráficas de la figura 5.7 son semejantes a las de la figura 5.3. Esto confirma que para este caso concreto, en el que la variable de control es la intensidad suministrada a la red, el control del filtro LCL es similar al del filtro L.

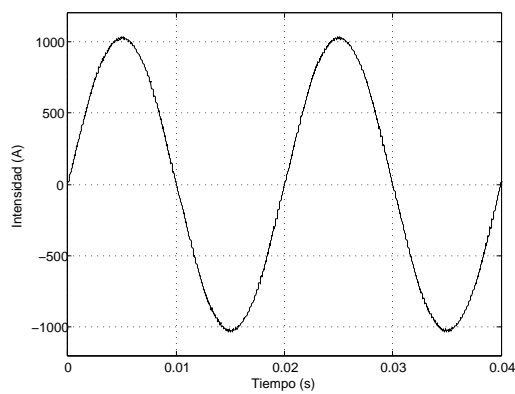


**Figura 5.7:** Respuesta transitoria del filtro L ante rampa de tensión.

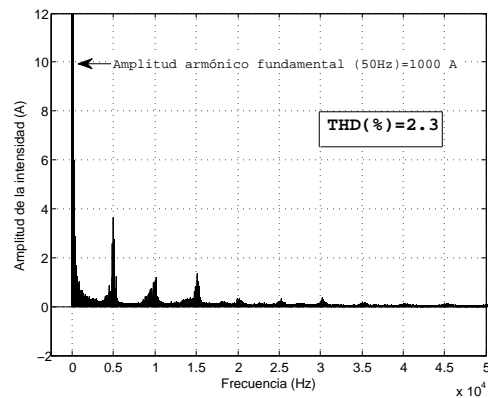


### 5.3.2. Rizado

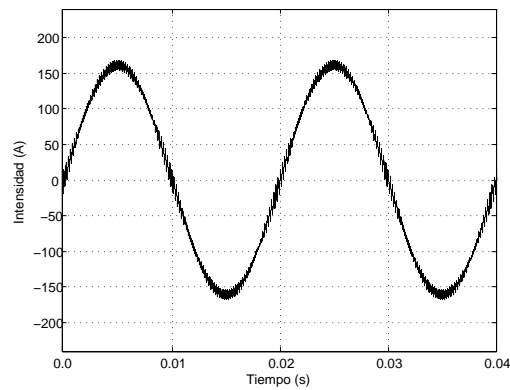
En la figura 5.8, se muestra las intensidades obtenidas de la simulación cuando el convertidor, conectado al filtro L, trabaja en los puntos de alta y baja carga con un factor de potencia unidad. Se comprueba que el rizado es similar al del Filtro LCL 1.



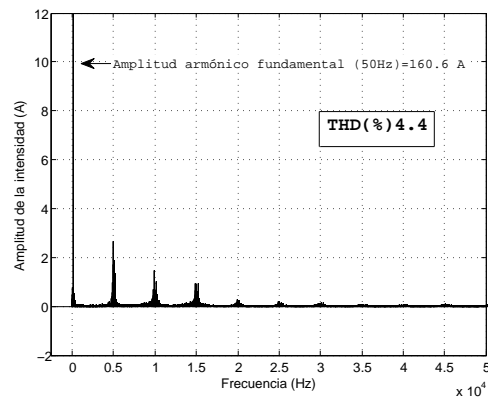
(a) Intensidad a alta carga ( $1.000 \text{ W/m}^2$ ).



(b) Espectro de la intensidad a alta carga ( $1.000 \text{ W/m}^2$ ).



(c) Intensidad a baja carga ( $200 \text{ W/m}^2$ ).

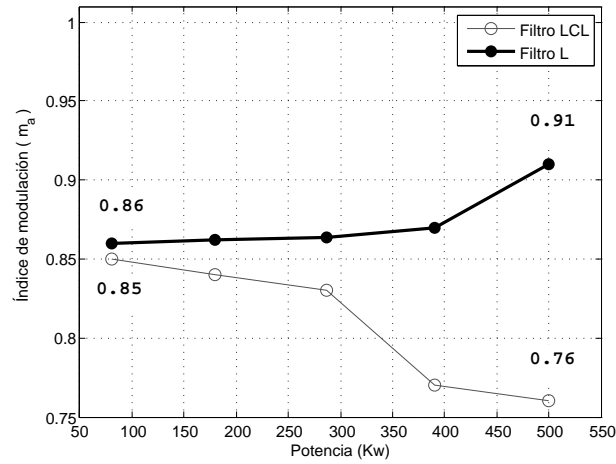


(d) Espectro de la intensidad a baja carga ( $200 \text{ W/m}^2$ ).

**Figura 5.8:** Rizado Filtro L.

### 5.3.3. Índice de modulación

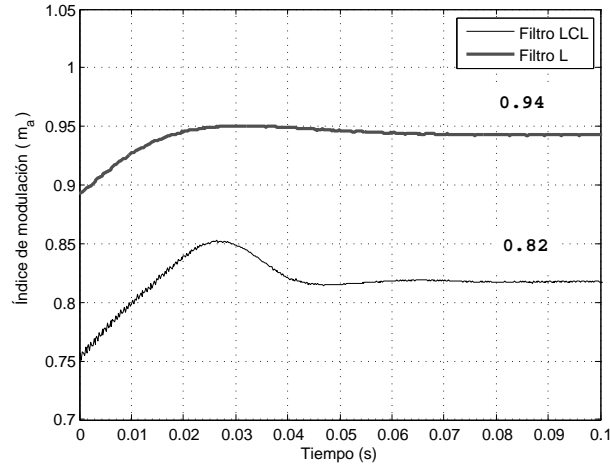
Los resultados de los índices de modulación obtenidos en los puntos de máxima potencia aparecen en la figura 5.9.



**Figura 5.9:** Índice de modulación para diferentes potencias.

Se observa que el filtro L toma índices de modulación mayores a los del filtro LCL debido a su mayor caída de tensión. Además, la tendencia de ambos filtros es diferente a medida que aumenta la potencia. En el caso del filtro L, el índice de modulación va aumentando porque el incremento de las caídas de tensión tiene un efecto mayor respecto al incremento de  $U_{dc}$ . Sin embargo, en el caso del filtro LCL, como las inductancias en serie son mucho menores, el efecto de las caídas de tensión es mucho menor al efecto de aumentar la tensión  $U_{dc}$ . Por esta razón, el índice de modulación va disminuyendo.

En las siguientes simulaciones, se ha comprobado que al entregar potencia reactiva a la red, el aumento del índice de modulación es aún mayor que en el caso de trabajar con un factor de potencia unidad. Para ello, se ha simulado el convertidor cuando la radiación es de  $600 \text{ W/m}^2$  y trabaja un factor de potencia de 0,95 y 0,8 capacitivo, respectivamente.



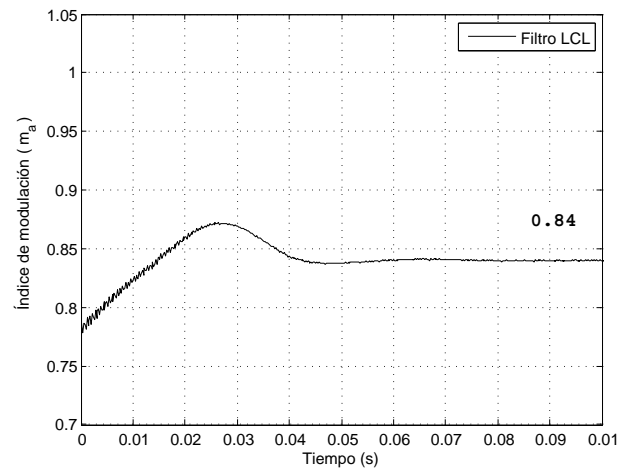
**Figura 5.10:** Índice de modulación para una radiación de  $600 \text{ W/m}^2$  y  $\cos\delta = 0,95$  capacitivo.

En la figura 5.10, se comprueba que la diferencia del valor de los índices de modulación para esa radiación es aún mayor que en el caso anterior. Se aprecia cómo el filtro L está muy cerca de la zona no lineal mientras que el filtro LCL apenas ha cambiado.

Para el caso de un factor de potencia 0,8 capacitivo, el convertidor con filtro L trabaja en sobremodulación, haciendo que el sistema se vuelva inestable. Por esta razón, no se ha podido representar en la figura 5.11. No obstante, dicho índice se puede obtener aplicando las ecuaciones (2.16), (2.17), (2.18) y (4.3):

$$ma_L = 1,06 > 1$$

En el caso del convertidor con filtro LCL, se observa que el índice de modulación sigue encontrándose en la zona lineal con un margen todavía considerable.



**Figura 5.11:** Índice de modulación para una radiación de  $600 \text{ W/m}^2$  y  $\cos\delta = 0,8$  capacitivo.

Por tanto, queda demostrado que el filtro LCL permite que el convertidor tenga mayor margen de funcionamiento debido a su mayor capacidad de filtrado.



## Capítulo 6

# Conclusiones

El principal objetivo del proyecto era estudiar las mejoras que supone la conexión del convertidor a la red a través de un filtro LCL. Además, se debía estudiar y solucionar los inconvenientes que este filtro podría producir en el control y en los límites de funcionamiento del inversor.

Para ello, en el primer capítulo se realizó una introducción en la cual se exponía las ventajas de utilizar el filtro LCL en lugar del filtro L y se indicaron los objetivos del proyecto para llegar a esa conclusión.

En el segundo capítulo, se trató sobre el diseño del filtro. Primero, se describieron ambas topologías (filtro L y filtro LCL, respectivamente) y se mostraron sus Diagramas de Bode, lo que permitió vislumbar la principal diferencia entre ambos filtros. Después, se obtuvo la función de transferencia del filtro LCL y se insertó una resistencia en serie con el condensador como método de amortiguamiento. Posteriormente, se analizaron los requisitos y limitaciones del filtro LCL que debían de ser utilizados como guía para su diseño. Final-

mente, se desarrolló un método paso a paso para la obtención de un filtro LCL dentro de las especificaciones de cada sistema.

En el tercer capítulo, se desarrolló el modelo dinámico del sistema en ejes  $dq$  con el fin de poder controlar de forma separada la potencia activa y reactiva del convertidor, además de mantener la tensión del enlace de continua. En este capítulo, también se explicó que el comportamiento dinámico del convertidor cuando está conectado a un filtro LCL es similar al del filtro L si el sistema es estable y si lo que se pretende controlar es la corriente de salida del convertidor.

El cuarto capítulo, se centró en el diseño del control requerido para controlar el convertidor conectado a la red. El control orientado a la tensión era el control elegido, donde las potencias activa y reactiva son controladas por las componentes  $d$  y  $q$  de las corrientes.

El quinto capítulo, presentaba los resultados obtenidos de la simulación usando *Matlab/Simulink*. En la primera simulación, se estudiaron tres filtros LCL con misma atenuación y frecuencia de resonancia. En la segunda simulación, se confirmó que el comportamiento dinámico de ambos filtros es semejante, lo que hace posible que el control sea el mismo. Además, se demostró que el filtro LCL tiene un mayor orden de filtrado que el filtro L, permitiendo diseñar un filtro con menores caídas de tensión y por tanto, con índices de modulación menores. Esto supone un mayor margen de trabajo para el inversor, tal y como se afirmó al principio del proyecto.

## Apéndice A

# Contenidos del CD-ROM

El CD-ROM contiene las carpetas que se indican a continuación:

### **Memoria**

Esta carpeta contiene la memoria en formato pdf.

### **Programas**

Esta carpeta contiene los programas desarrollados para el cálculo del filtro LCL, el cálculo de los reguladores y el cálculo del espectro de las señales. Para el cálculo del filtro LCL, se ha desarrollado un programa en *Matlab* llamado *Diseno\_LCL*, cuyas entradas se indican a continuación:

Datos previos a la simulación:

Estos datos son los indicados al principio del capítulo 5 y son los mismos para cualquier



filtro:

- Potencia del convertidor.
- Tensión de red.
- Tensión del bus de continua.
- Frecuencia de conmutación.
- Frecuencia de red.

En el caso de la tensión del bus de continua, se ha utilizado para el cálculo del filtro una tensión de 650 V.

Datos del filtro:

- Porcentaje de reactiva.
- Porcentaje de rizado.
- Atenuación del rizado.

Para el cálculo de los reguladores, se han desarrollado dos programas para las dos topologías utilizadas, *Calculo\_reguladores\_L* y *Calculo\_reguladores\_LCL*. Las entradas que se deben introducir en los programas son:

- Valor de los componentes del filtro.
- Condensador del bus de continua.

Lazo de corriente:

- Coeficiente de amortiguamiento del lazo de corriente.
- Tiempo de establecimiento de la respuesta del lazo de corriente.

En el caso del lazo de tensión, la constante del regulador se ha fijado al doble de la constante del regulador de corriente para todos los filtros [9].

Una vez introducidas estas entradas, el programa calcula los reguladores e inicia *Matlab/Sisotool* para comprobar si las respuestas de ambos bucles son las deseadas.

Para el cálculo del espectro, se ha desarrollado el programa llamado *thd* cuya única entrada es la intensidad de salida obtenida en *Matlab/Simulink*.

### **Modelos en *Matlab/Simulink***

Esta carpeta contiene los modelos de *Matlab/Simulink* usados en las simulaciones.



# Bibliografía

- [1] R.D 1663/2000. Conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión. 29 Sept. 2000. <http://www.boe.es/boe/dias/2000/09/30/pdfs/A33511-33515.pdf>.
- [2] Frede Blaabjerg, Remus Teodorescu, Zhe Chen, and Marco Liserre. Power converters and control of renewable energy systems. *In Proceedings of ICPE*, pages 2–20, 2004.
- [3] Mónica Chinchilla. Accionamientos eléctricos. control vectorial de inversores. *Universidad Carlos III de Madrid*. <http://ocw.uc3m.es/ingenieria-electrica/accionamientos-electricos/material-de-clase>.
- [4] Benjamin C. Kuo. Sistema de control automático. pages 424–431.
- [5] Marco Liserre, Remus Teodorescu, and Frede Blaabjerg. Stability of photovoltaic and wind turbine grid-connected inverters for a large set of grid impedance values. *In IEEE Transactions on Power Electronics*, 21, 2006.
- [6] M.Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen. Design and control of an lcl-filter based three-phase active rectifier. *In Industry Application Conference, 2001. Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, 1:299–307, 30 Sept.-4 Oct 2001.
- [7] M.Malinowski. Sensorless control strategies for three-phase pwm rectifiers. *PhD Thesis, Warsaw University of Technology*, pages 26–30, 2001. [www.isep.pw.edu.pl/ig](http://www.isep.pw.edu.pl/ig).

- 
- [8] N.Mohan, T. Undelan, and W. Robins. *Power electronics: converters, applications and design*. 2nd edition, 1995.
  - [9] Katsuhiko Ogata. *Ingeniería de Control Moderna*. Prentice Hall, 3rd edition, 1998.
  - [10] Emilio José Bueno Peña. *Optimización del comportamiento de un convertidor de tres niveles NPC conectado a la red eléctrica*. PhD thesis, Universidad de Alcalá, 2005.
  - [11] Remus Teodorescu. Grid requirements for pv power systems. *Aalborg University*, 11 May 2011.
  - [12] Dumitru-Mihai Valcan, Tomasz Chmielewski, Piotr Lipnicki, and Andreea Cimpoeu. Parallel converter system and their control. *Conference for M.SC. Energy Students at AAU*, 2009.
  - [13] Christian Wessels, Jörg Dannehl, and Friedrich W. Fuchs. Active damping of lcl-filter resonance base on virtual resistor for pwm rectifiers-stability analisys with different filter parameters. pages 3532–3538.